



UNIVERSITETET I OSLO (UIO)
Institutt for informatikk (IFI)
Studieretning: Nanoelektronikk

RF MEMS FILTRE BASERT PÅ
DISKRESONATORER
Master i elektronikk og datateknologi

Fabien Landry

`felandry@ifi.uio.no`

29. mai 2008

Sammendrag

MEMS-systemer har gjennom årene blitt et stort forskningsfelt, med en rekke kommersielle suksesser.

Siden 1990, har fordelene med MEMS, som alternativ løsning i trådløse systemer, blitt fremhevet som følge av den stadig voksende interessen av trådløse enheter på markedet.

I dette prosjektet, skal man se nærmere på fordelene som disse MEMS-komponentene har, og analysere et mulig design av en MEMS-fremstilt diskresonator som kan anvendes som et filter i et RF-system. Denne enheten skal ha en større båndbredde enn tidligere utforsket diskresonatorer. Dette blir realisert ved å benytte to diskskiver opphengt i samme stamme.

Det skal kjøres simuleringer av forskjellige modeller av dette designet, med forskjellige dimensjoner, for så å kunne avdekke effekten av disse dimensjonsforskjellene.

En rekke av mine foreslåtte forskjellige design av denne enheten er, under prosjektets utløp, under produksjon, av SINTEF¹.

¹www.sintef.no

Forord

Denne oppgaven ble utført på oppdrag fra Unik², og veilederen min er, Prof. Tor A. Fjeldly.

Jeg ønsker å rette en stor takk til min veileder, Prof. Tor A. Fjeldly, for den flotte muligheten jeg fikk til å jobbe med en slik spennende oppgave, og for hjelpen som jeg fikk ved igangsettelsen.

Jeg vil rette en stor takk til Christopher Grinde for hjelpen som jeg fikk ved igangsettelsen, og under forløpet av denne oppgaven, inkludert hjelpen med designet, og for vektøyene som ble stilt til disposisjon for gjennomføringen av oppgaven.

Jeg ønsker å takke bemanningen på Unik, for den varme velkomsten fra første dag.

Jeg ønsker å rette en stor takk til SINTEF for produksjonen av designene fra dette prosjektet. Dette var ikke bare en fin mulighet for meg, men også for andre som, etter dette prosjektet, kunne sett seg interesserte i å analysere de produserte enhetene.

Jeg ønsker også å takke familien min for at de er til, spesielt samboeren min, for forståelsen og tålmodigheten som hun viser hver eneste dag.

²www.unik.no

Innhold

1	INNLEDNING	1
1.1	Målet med oppgaven	1
1.2	MEMS	2
1.2.1	MEMS i RF-systemer	3
1.2.2	Fremstilling av MEMS	5
2	Resonator	7
2.1	Valg av resonator	8
2.1.1	Q-faktor	9
2.1.2	Kam-resonator	11
2.1.3	C-C-beam (clamped-clamped-beam) – resonator	12
2.1.4	Radial contour-mode diskresonator	15
3	Analyse av STADIFAPP	17
3.1	Modell av STADIFAPP: Mekanisk / Elektrisk	17
3.1.1	Mekanisk modellering	19
3.1.2	Elektrisk modellering	22
3.2	Modell av STADIFAPP: Matematisk modellering	23
3.2.1	Resonansfrekvens kontra design	26
3.2.2	Ekvivalente komponenter	28
3.3	Modell av STADIFAPP: FEM-analyse	30
3.3.1	LAYOUT: Eksempel	30
3.3.2	Meshing	31
3.3.3	Mesh-konvergens	32
3.3.4	Eigenfrekvensanalyse	34
3.3.5	Frekvensrespons	37
3.3.6	ML (<i>Matched Layers</i>)	42
3.3.7	Q-faktor	43
3.3.8	Avstanden mellom diskskivene, Ψ_{skiv}	44
3.3.9	Effekten av diskdiameter, $2R_{disk}$	45
3.3.10	Effekten av stammediameter, $2R_{stem}$	45
3.3.11	Designerens valg	46
4	Prosessering og Design av STADIFAPP	47
4.1	Masketegning av STADIFAPP	47
4.2	Prosessering av STADIFAPP	54
5	STADIFAPP: Bruksområder	61
5.1	Erstatning av "off-chip" elementer	64
5.2	RF-kanal-velger-akitektur	65
5.3	Ren mekanisk RF-arkitektur	67

6	Videre arbeid	68
6.1	Koplingstyrken	68
6.2	Q-faktor	68
6.3	Temperatur og luft	68
6.4	Måling	68
6.5	PolyDiamant	69
7	Konklusjon	70
	Vedlegg	72
A-1	Besselfunksjon	72
A-2	Filter	73
A-3	Pakking og integrering	74
A-4	Materialeegenskaper og størrelser	76

Figurer

1.1	Dagens RF-system	1
1.2	Kommunikasjonssystem	4
1.3	Potensielle anvendelser av MEMS i RF	4
1.4	3D-MEMS	6
1.5	LIGA-prosess	6
2.1	Mekanisk svingesystem m, k, b	8
2.2	Effekter av Q -faktoren i masse-fjær-damping-system	9
2.3	Filter koplet i et 2-port-nettverk med last.	10
2.4	Elektrisk oppkobling av en MEMS-fremstilt Kam-resonator	11
2.5	C-C-beam resonator.	12
2.6	C-C "H-beam" resonator.	13
2.7	"H-beam" C-C- resonator med tre forskjellige svingemodus.	13
2.8	"free-free-beam"-resonator med fire støttebjelker.	14
2.9	Disk Resonator.	15
2.10	Elektrisk oppkopling av en diskresonator som et 2-port element	16
3.1	2-disk STADIFAPP modellert som et mekanisk svingesystem	18
3.2	Resonansfrekvenser til en andreordens resonator	19
3.3	Konvertering mellom energidomener	20
3.4	Transformator til konvertering mellom domener	20
3.5	Impedansetransformasjon mellom energidomener	21
3.6	STADIFAPP - fysisk representativ ekvivalentmodell.	22
3.7	STADIFAPP modellert i det elektriske domenet	23
3.8	STADIFAPP, sett ovenfra	23
3.9	LAYOUT-eksempel av en STADIFAPP i COMSOL,	31
3.10	Meshkonvergens, "Automatisk" mesh	32
3.11	Meshkonvergens, "Automatisk" mot manuell mesh	33
3.12	Meshet modell av en STADIFAPP	34
3.13	Oppsett av egenfrekvensanalyse	35
3.14	Oppsett av frekvensresponsanalyse	37
3.15	Frekvensrespons: Markering av punkter	37
3.16	Frekvensrespons: Radial forflytning vs. frekvens	38
3.17	Frekvensrespons: Integrert radial forflytningsamplitude	39
3.18	Frekvensrespons: Ordinær diskresonator vs. STADIFAPP	39
3.19	Frekvensrespons: Forflytningsamplitude, sammenlikning	40
3.20	Oppførselen til diskene ved radial og vertikal forflytning	41
3.21	Bølgeforplantningen gjennom substratet	43
4.1	Maske: Hull ned til substrat.	48
4.2	Maske: Mønstret Poly-lag blir definert.	49
4.3	Maske: Diskstrukturene blir mønstret.	50
4.4	Maske: Mønstret oxilag blir definert.	51
4.5	Maske: Mønstret elektrodestrukturer blir definert.	52
4.6	Maske: Det ferdige systemet; Mønstret aluminium.	53

4.7	<i>Process</i> -filen til STADIFAPP i CoventorWare	54
4.8	Substratet - definert, 3D	55
4.9	Oksidlag (isolasjon), deponert, 3D	55
4.10	Si_3N_4 -lag (isolasjon), deponert, 3D	56
4.11	Etset hull ned til substratet, 3D	56
4.12	Håndtering av " <i>shunt away feedthrough current</i> "	57
4.13	Poly-lag (Diskstøtte og kontakt ned til substrat), 3D	57
4.14	Disklagene deponert og strukturert, 3D	58
4.15	Oksidlag (1000Å) deponert og strukturert, 3D	59
4.16	Elektrodene og 'topphatten' defineres, 3D	59
4.17	Det ferdige designet (zoom'et), 3D	60
4.18	Det ferdige systemet (fullstendig), 3D	60
5.1	Trådløse transceiver-arkitekturer	62
5.2	Quartz-resonator i trådløs enhet	63
5.3	Erstatning av "off-chip" elementer	64
5.4	RF-kanalvelger-arkitektur	65
5.5	RF-kanalvelger-filterbank	66
5.6	Ren RF-MEMS arkitektur	67
7.1	Besselfunksjon	72
7.2	Filtre, generalisert	73
7.3	Filtre, realisering	74

Tabeller

3.1	Transformasjon av impedanser	21
3.2	Sammenheng mellom energidomener	22
3.3	Effekten av avstand mellom skivene, Ψ_{skiv}	44
3.4	Effekten av diskradiusen, R_{disk}	45
3.5	Effekten av stammeradiusen, R_{stem}	45
7.1	Materialegenskaper	76
7.2	Materialegenskaper	76

INNLEDNING

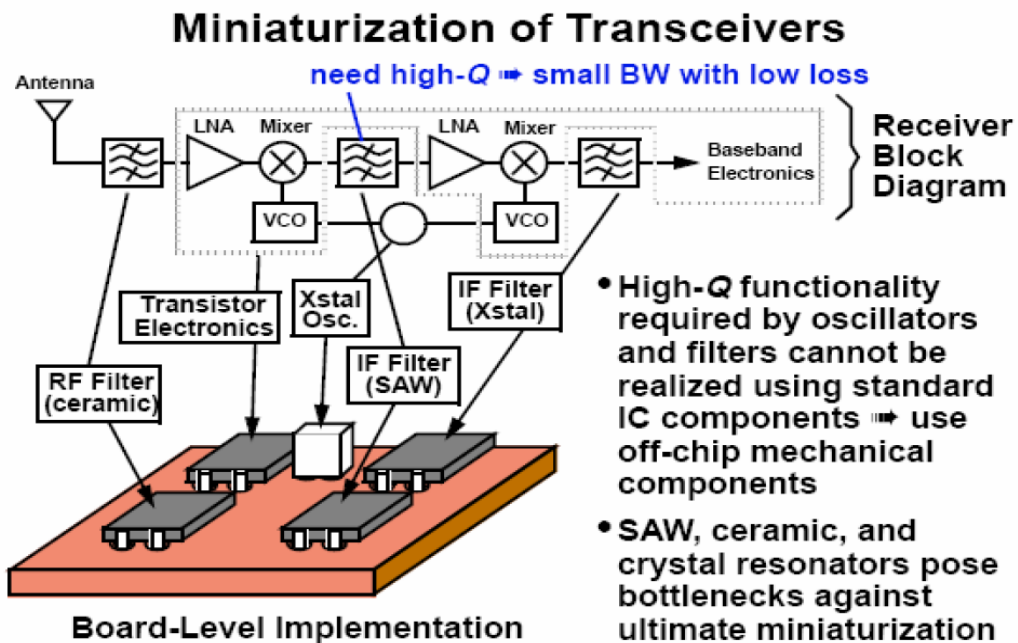
1.1 Målet med oppgaven

Oppgaven går ut på å analysere og designe radiofrekvens mikroelektromekaniske resonante filtre, basert på silisium diskresonatorer.

Denne besvarelsen skal kunne vise at slike resonatorer opererer med høy Q -verdi (på flere tusen), og er også istand til å operere med frekvenser opp i gigahertz-området, ved å utnytte radielle vibrasjonsmoder.

Besvarelsen skal også kunne vise at filterbåndbredden til slike komponenter kan justeres ved å koble flere identiske diskresonatorer på samme stamme, og variere koblingsstyrken ved å justere stammeradien. Flere slike komponenter kan settes sammen i en filterbank som kan benyttes til signalbehandling.

Motivasjonen bak dette er knyttet til det faktum at de stadig mer avanserte trådløse (RF) systemene, blir stadig mindre i størrelse. Siden slike MEMS-fremstilte filtre er vesentlig mye mindre i størrelse enn dagens anvendte Quartz-filtre, har man potensialet til å utarbeide en alternativ løsning.



Figur 1.1: Illustrasjon av det foreløpige utbredte RF-systemet ved bruk av "off-chip" komponenter. Illustrasjon hentet fra [18]

1.2 MEMS

MEMS er en forkortelse for MikroElektroMekaniske Systemer (eng. Micro-Electro-Mechanical Systems), og teknologien gir en introduksjon av muligheter til å integrere mekaniske elementer med (nano)elektroniske komponenter på et felles substrat. Integreringen blir fremstilt gjennom en prosess kalt **Mikromaskinering**.

MEMS tok fart i begynnelsen av 1990-årene, ved hjelp av den stadig voksende utviklingen av fabrikasjonsprosessen til integrerte kretser (IC), hvor sensorer, aktuatorer og elektronikk er fremstilt på et felles substrat. Siden da, har oppsiktsvekkende fremskritt blitt gjort på forskningsfronten, ved hjelp av aggressive promoteringer fra både stat og industri.

I tillegg til markedsføringen av mindre integrerte kretser som mikro-akselerometere, *printer*-hoder, mikro-speil til projektorer, o.l., har konseptet om, samt potensialet til å kunne oppnå mer komplekse MEMS-komponenter blitt demonstrert, for bruk i følgende felt;

- * Mikrofluidikk
- * Bio-medisin
- * Kjemiske analyser
- * Trådløse systemer (RF)
- * Optiske systemer etc.

I begynnelsen av 1960-årene, begynte forskere å innse at fabrikasjonsprosessen som ble utviklet for ordinære integrete kretser (IC) (basert på silisium), kunne utvides til å produsere ikke-konvensjonelle silisiumkomponenter. I motsetning til IC-komponenter, som fokuserer på de **elektriske** materialegenskapene til silisium, skulle disse komponentene fokusere på de **mekaniske** materialegenskapene til silisium.

Disse komponentene skulle kunne fremstilles som fleksible membramer, som var istand til bevegelse når de ble utsatt for trykk. Ved å detektere denne bevegelsen, og konvertere denne til elektrisk målbare signaler, ble en **trykksensor** realisert.

Ikke lenge etter disse sensorene, startet utviklingen av **aktuatorer**, som da er småe elektromekaniske komponenter, som settes i bevegelse, når de er utsatt for elektrisk stimuli.

MEMS-komponenter karakteriseres som enten sensorer, eller aktuatorer. Sensorer genererer et elektrisk signal, når de er utsatt for fysisk stimuli, slik som trykk, akselerasjon, temperatur, og stråling.

Aktuatorer konverterer elektrisk energi som formes, til bevegelse.

Eksempler på MEMS-sensorer inbefatter;

- * Akselerasjonssensorer, implementert i utløsermekanismen til airbag'er i biler.
- * Trykksensorer til bruk i medisinske sammenhenger, for måling av blodtrykk.
- * Kjemiske sensorer som detekterer pH-verdier, kjemiske sammensettinger i blodet o.l.

Eksempler på MEMS-aktuatorer inbefatter;

- * Mikrospeil i videosystemer.
- * Skriverhoder i blekkskrivere.
- * Nipler og pumper benyttet i mikrofluidiske systemer.
- * MEMS-filtre m.m.

MEMS lover en revolusjonerende fremtid ved å bringe sammen silisium-basert elektronikk og silisiumbasert mekanikk, for å kunne realisere et fullstendig "*system-on-chip*"-system.

Siden MEMS-komponenter benytter tilsvarende fabrikasjonsprosess brukt for IC-komponenter, har man potensialet til å kunne implementere et avansert system med høy funksjonalitet og ytelse, på en smal silisium brikke ved relativt lave kostnader.

1.2.1 MEMS i RF-systemer

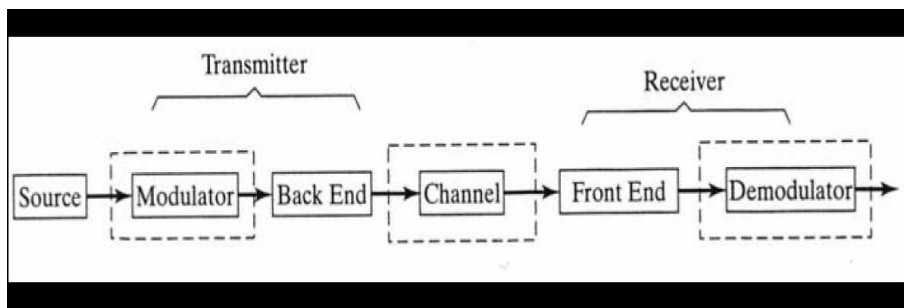
RF-MEMS refererer til designet og fremstillingen av MEMS-komponenter for anvendelse i RF(*Radio Frequency*)-frekvenser. RF MEMS ble utviklet på slutten av 1980-årene, og noen nevneverdige milepæler er;

- 1990: Første MEMS mikrobølge-svitsj, med bedre ytelse enn GaAs (Hughes Res Lab)
- 1995: RF MEMS svitsjer fra Rockwell Science and TI
- 1998 - ?: En mer intensiv forskning på RF MEMS av en rekke universiteter;
 - Univ.of Michigan, Univ. of Calif. Berkeley, Northeastern Univ., MIT, Columbia Univ., IMEC, LETI

MEMS-komponenter i RF-MEMS kan benyttes til kontroll av RF-komponenter, slik som variable kapasitanser (varactor), svitsjer, og filtre. Disse RF-komponentene kan igjen være MEMS-fremstilte, med forønske om å øke ytelsen, redusere produksjonskostnadene, og for å redusere størrelsen til slike systemer.

Typiske RF-komponenter som også lar seg fremstille ved MEMS er:

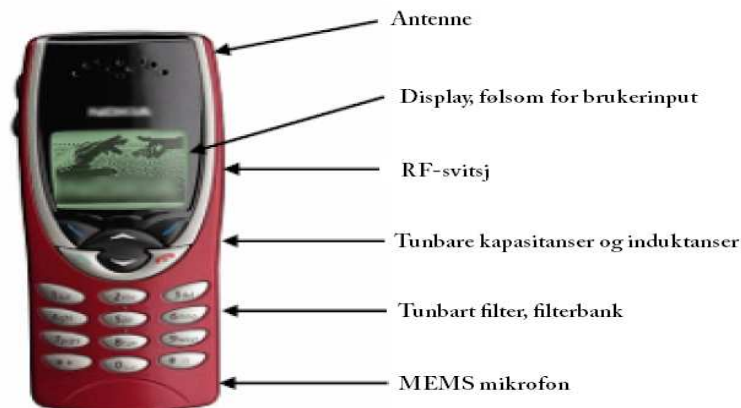
- Svitsjer
- Faseskifttere
- Resonatorer
- Mikromekaniske filtre
- Variable kapasitanser
- Induktorer



Figur 1.2: Illustrasjon av et RF-kommunikasjonssystem.

Dagens RF systemer trenger "off-chip"-komponenter for å oppnå ønskede egenskaper. Dette er fordi *høy-Q* ytelse som kreves av bl. a. oscillatorer og filtre, ikke lar seg realisere ved bruk av konvensjonelle IC-komponenter. SAW, Quartz-krystall og keramiske resonatorer benyttes da, men disse komponentene tar stor plass.

På bakgrunn av dette, blir det rettet et stadig større fokus på alternative "on-chip"-løsninger (ref. kap. 5), som følge av den stadige minimaliseringen av stadig mer avanserte trådløse enheter.



Figur 1.3: Illustrasjon av potensiale anvendelser av MEMS-komponenter i RF-enheter (Mer om dette i kapittel 5).

1.2.2 Fremstilling av MEMS

Under fremstilling av MEMS, så benyttes tilsvarende fremstillingsmetoder som brukes under vanlig IC-fremstilling i dag. Metodene har blitt utvidet til å være særegne MEMS- komponenter.

MEMS-komponentene blir fremstilt ved bruk av prosesser som enten etser vekk deler av substratlaget (**bulk mikromaskinering**), eller som tillegger nye strukturelle lag, som så former de (elektro-)mekaniske komponentene (**overflate mikromaskinering**).

Bulk mikromaskinering

Metoder som benyttes under bulk mikromaskinering ble utviklet i 1960-årene. Metodene går ut på å ta utgangspunkt i et silisiumbasert substrat, for så å definere mønstrene ved hjelp av en kraftig etsing av substratet. Etsingen foregår ved hjelp av våtetsing (ofte fra baksiden av materialet), eventuelt kombinert med tørretsing (fra forsiden av materialet).

Bulk mikromaskinering er den mest modne av de to mikromaskineringsteknologiene, og benyttes under fremstilling av de fleste trykksensorer og mikroakselerometere.

Overflate mikromaskinering

Overflate mikromaskinering mønstrer ikke substratet, men heller lager strukturelle lag (gjørne også ved hjelp av offerlag) på overflaten til substratet. Overflate maskinerte strukturer kan bli vesentlig mye smalere i dimensjoner i forhold til strukturer definert ved bulk maskinering, siden strukturene som benyttes under overflate mikromaskinering er smalere i størrelse.

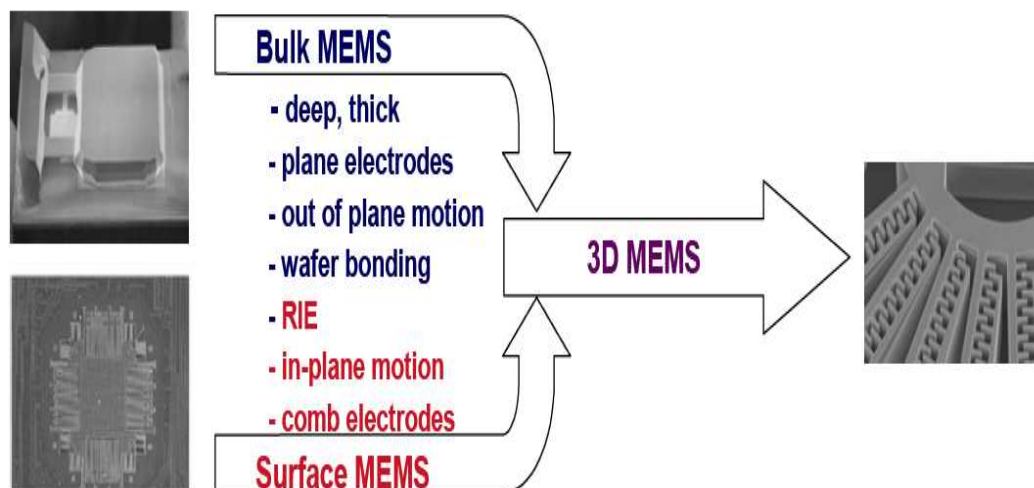
Den store fordelen med overflate maskinerte strukturer, er muligheten for en enkel integrering med IC-komponenter.

Komponenten som skal designes i dette prosjektet, tar bruken av overflate mikromaskinering.

Forskjellene mellom bulk mikromaskinering og overflate mikromaskinering begynner å forsvinne gradvis. DRIE(Deep Reactive Ion Etching)-prosessen er i ferd byttes ut mot den tradisjonelle våtetsingen for begge fremstillingsprosesser. Både bulk mikromaskinering og overflate mikromaskinering konvergerer mot en ny teknologi, som refereres ofte som; **3D-MEMS-mikromaskinering**¹ (ref. fig. 1.4).

¹Mer om dette:

http://www.vti.fi/midcom-serveattachmentguid-f4e9e8f670e1ddc5ff2370ad35474363/elements-of-vtis-3d-mems_article.pdf



Figur 1.4: Overflate og bulk mikromaskinering konvergerer mot en ny teknologi; 3D-MEMS.

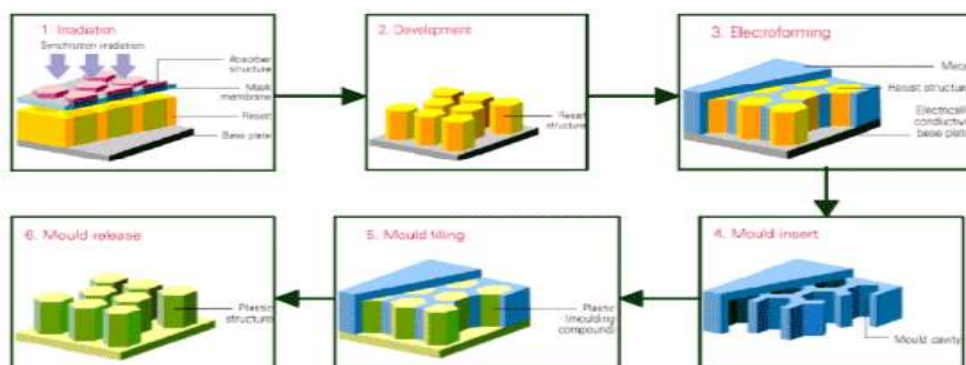
LIGA-prosess

Noen MEMS-komponenter krever at komplekse, tykke, tredimensjonelle strukturer realiseres. På bakgrunn av dette, ble det utviklet en rekke mikromaskineringsteknologier.

LIGA (tysk *Lithographie, Galvanoformung, Abformung*)² ble utviklet i begynnelsen av 1980-årene i Tyskland.

Denne prosessen tar bruk av røntgenstråler (*X-ray*) for å mønstre strukturer utav en delvis *X-ray*-maskert overflate. Deretter så legger man på elektroplattert metall, og benytter så en slags støpeform for å fylle opp en kopi av strukturen som metallet danner, med ønsket materiale (ref. figur 1.5) [21].

På grunn av de høye produksjonskostnadene til LIGA-prosessen, som følge av kravet om tilgang til røntgenstråler, er LIGA ikke veldig utbredt.



Figur 1.5: Illustrasjon av hvordan LIGA-prosessen foregår.

²Mer om LIGA-prosessen her: <http://www.dtic.mil/ndia/2003fuze/rasmussen.pdf>

RESONATOR

I dette kapitlet, vil jeg kaste et blikk mot MEMS-fremstilte resonatorer.

Det fins flere typer av disse, og mitt fokus vil bli rettet mot en bestemt type resonator kjent som diskresonator.

Andre typer resonatorer som kan fremstilles ved MEMS;

- Kam – resonator
- C-C-beam – resonator
- "free-free-beam" – resonator

Det som skiller alle disse resonatorene fra hverandre¹ er i større grad knyttet til oppnåelig resonansfrekvens og Q-faktor ved valg av én av disse typene.

MEMS-resonatorer kan benyttes i sentrale systemanvendelser som inngår:

- Oscillator
- Filtrering
- Mixler (Mikser og filter)

¹Bortsett fra de ulike designene disse resonatorene har

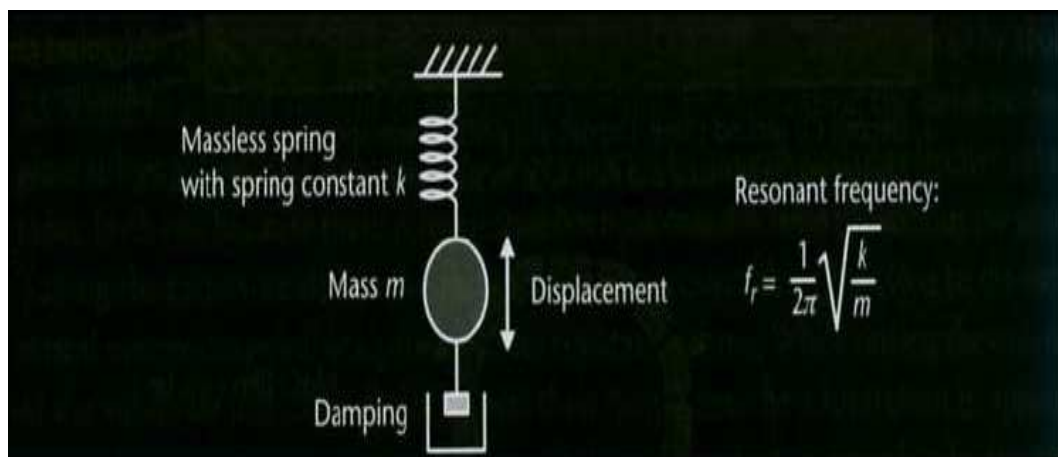
2.1 Valg av resonator

En resonator er, per definisjon, et element eller et system som utgir resonans. I MEMS er et system som settes i (mekanisk) svingemodus når den utsettes for (elektrisk) stimuli, en resonator.

MEMS-resonatorer er fortsatt ikke like utbredte som vanlige IC-kretsløsninger. En av grunnene til dette er fordi man ikke har funnet en løsning for å kunne anvende disse MEMS-resonatoren i høyfrekvens-systemer, og samtidig kunne opprettholdt en tilfredstillende høy Q-faktor.

Per dags dato, har nano-MEMS-strukturer fremstilt med *silikon karbid* (eng. *silicon carbide*) passert 1 GHz ved anvendelser i lave temperaturer ned mot 4 Kelvin, men deres Q-verdier ikke har overgått 500. Dessuten er disse –*silikon karbid*– nano-kretsstrukturene for smale til å kunne håndtere nåtidens forsyningsspenninger.

En resonator kan modelleres som et enkelt masse(**m**)-fjær(**k**) system med damping(**b**) (fig. 2.1).



Figur 2.1: Mekanisk svingesystem som et masse - fjær system med damping.

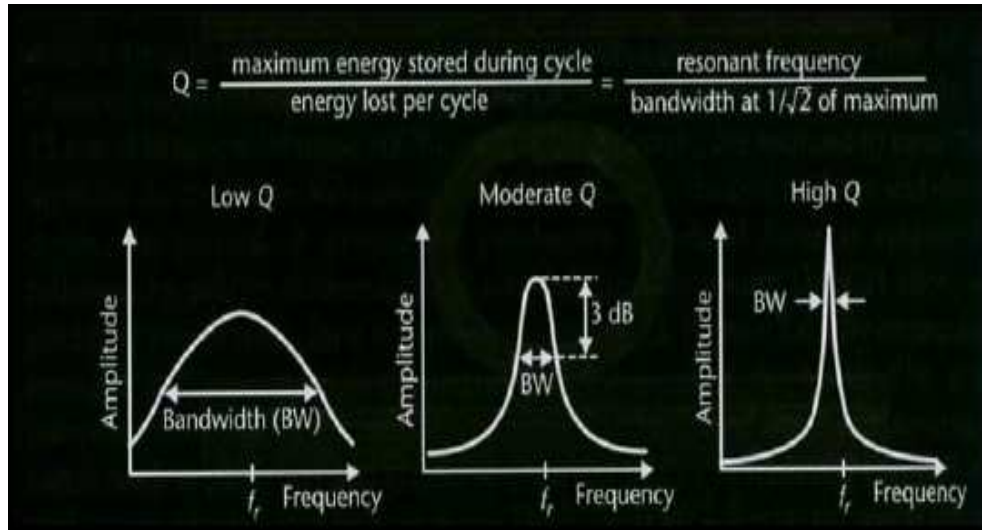
Disse tre parametrene er avgjørende for hvilken resonansfrekvens eller Q-faktor man kan forvente å oppnå ved valg av resonatortype.

Mens resonansfrekvensen avgrenses av massen og stivheten til elementet som benyttes ved realiseringen av en resonator, vil Q-faktoren begrenses av resistiv tap (damping).

Høy Q-faktor gir stor respons (utslag i svingemodusene) ved resonansfrekvensen, og resulterer så i et smalere båndbredde (fig. 2.2)

2.1.1 Q-faktor

Q-faktoren er helt sentral når det gjelder RF/MEMS-kretsyttelse. Det er da viktig å ta dette i betraktning ved fremstilling av MEMS-enheter som man ønsker å ta i anvendelse i RF-omgivelser.



Figur 2.2: Effekter av Q-faktoren. Lav Q → Stor båndbredde, Høy Q → Liten båndbredde

Q-faktoren karakteriserer tap som følge av effekt-dissipering fra MEMS-enheten, og denne Q-verdien bør være størst mulig for å redusere innskuddstapet (eng. *Insertion loss*).

En høy Q-verdi sørger for stor respons ved resonansfrekvensen, og frekvensen holdes stabil uavhengig av temperatur-variasjoner og eldring av MEMS-enheten.

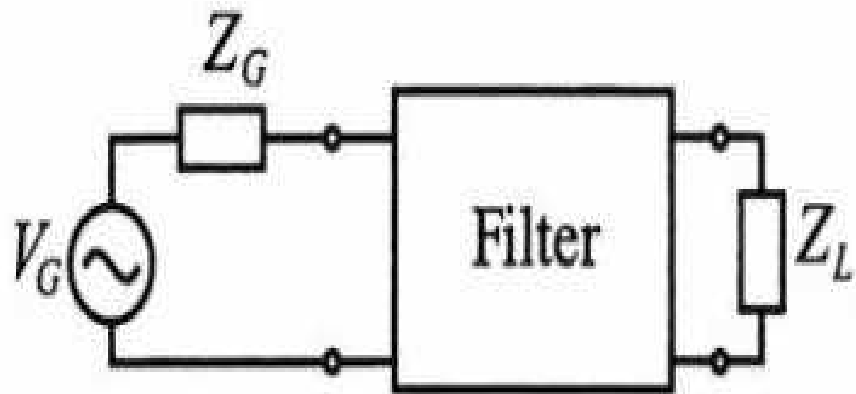
Det finnes ulike måter å uttrykke Q-faktoren, men en generalisert måte å uttrykke dette på, er som følger:

$$Q = \omega \frac{W_{lagret}}{P_{tap}} \bigg|_{\omega=\omega_c}, \quad (2.1.1)$$

hvor W_{lagret} er gjennomsnittlig lagret energi i MEMS-enheten per syklus, P_{tap} er tapt energi per syklus, og ω er lik $2\pi \times f$.

Q-degradering oppstår for et system som får implementert en ekstern last (som følge av mer energitap), kontra et system uten last. Man har da to forskjellige Q-verdier å forholde seg til. Q-faktoren for et system uten last betegnes som *unloaded Q*, mens Q-faktoren for et system med last betegnes som *loaded Q*.

Figur 2.3 illustrerer et system som har en Q-faktor som er påvirket av lasten.



Figur 2.3: Illustrasjon av et 2-port-nettverk, bestående av et filter koplet til en RF-kilde, og en last Z_L .

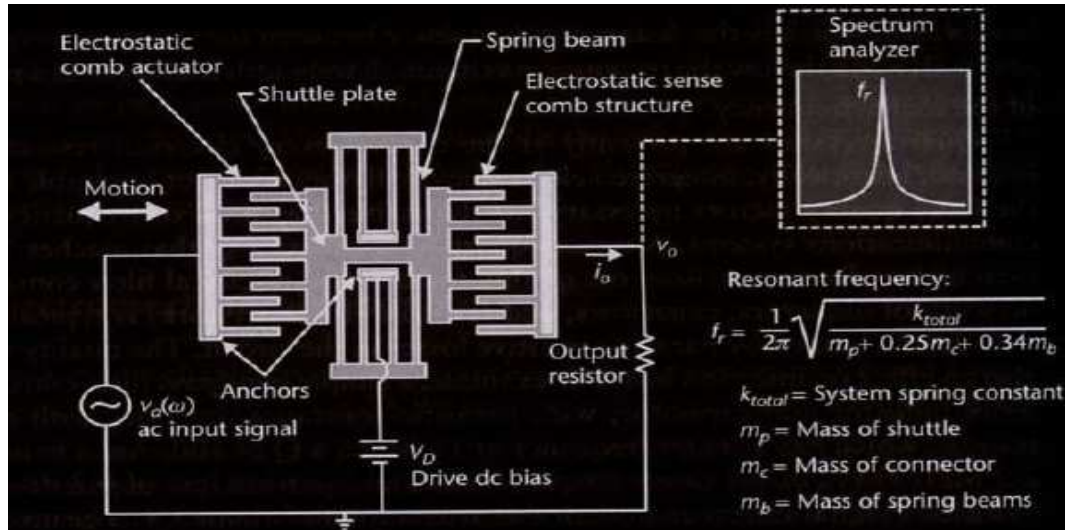
Q-faktoren til et (disk)resonator-system blir avgrenset av resonansfrekvensen, f_0 , og av frekvensene ved $\frac{1}{\sqrt{2}}$ av maksimal amplitude av frekvensen ved resonans (ref. fig. 2.2). Uttrykket utledes slik:

$$Q_{LD} = \frac{f_0}{f_U^{3dB} - f_L^{3dB}} \equiv \frac{f_0}{BW^{3dB}}, \quad (2.1.2)$$

hvor f_0 er resonansfrekvensen, f_U^{3dB} og f_L^{3dB} er henholdsvis øvre og nedre grensefrekvens, og BW^{3dB} er båndbredden.

2.1.2 Kam-resonator

Figur 2.4 illustrerer en typisk kam-resonatorstruktur.



Figur 2.4: Elektrisk oppkobling av en MEMS-fremstilt kam-resonator. En strøm genereres på utgangsbjelken, og danner en spenning over utgangsresistansen.

Én av de kam-formede bjelkene (inngangsbjelken) utsettes for stimuli. Følger av dette er at det blir generert en elektrostatiske kraft mellom kammene, med varierende kapasitans som følge av bevegelig "shuttle plate". Det blir dermed generert en utgangsstrøm som da danner et spenningsfall over utgangsresistansen. Man kan da benytte seg av et verktøy som foretar en spektralanalyse på utgangen, for deretter å kunne lese av resonansfrekvensen.

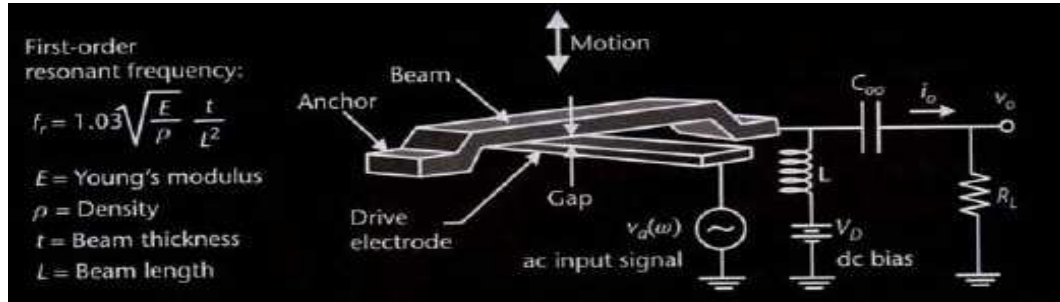
Resonansfrekvensen til kam-resonator-strukturene kunne vært høyere, og for å oppnå dette kan man øke fjærstivheten, eller minke på den "bevegelige" massen, men det er begrenset hvor mye man kan redusere massen, eller øke fjærstivheten til kam-resonatoren.

Det er vanlig å benytte **Si** ved fremstilling av Kam-strukturen, men man kan komme seg et steg nærmere tilfredsstillende høy resonansfrekvens ved å velge et materiale som har et høyere E/ρ – forhold enn **Si**. E/ρ – forholdet forteller oss om fjærstivheten i forhold til tyngden; Et høyere E/ρ – forhold resulterer i høyere resonansfrekvens.

2.1.3 C-C-beam (clamped-clamped-beam) – resonator

En "C-C-beam"-resonator er en resonator med generelt høyere resonansfrekvens enn kam-resonatoren, som følge av mindre masse.

Denne resonatoren er i prinsippet bestående av en bjelke (eng. beam) med begge endepunktene festet fast til ankerpunktene (eng. anchor). Under bjelken ligger en elektrode som har for funksjon å eksitere en bevegelse på bjelken, når denne er utsatt for stimuli (spenning med en varierende frekvens).



Figur 2.5: Elektrisk oppkobling av en MEMS-fremstilt beam-resonator.

Resonansfrekvensen kan utledes slik [19]:

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m - k_e}{m_r}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m}{m_r} \left(1 - \frac{k_e}{m_r}\right)} \\ &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m}{m_r}} \cdot \sqrt{1 - \frac{k_e}{m_r}} = f_{r_{nom}} \cdot \sqrt{1 - \frac{C \cdot V_p^2}{k_m \cdot g^2}}, \end{aligned} \quad (2.1.3)$$

innsatt for (kapasitansen som blir dannet) $C = \epsilon_0 \frac{A}{g^2}$ gir;

$$f_r = f_{r_{nom}} \cdot \sqrt{1 - \frac{\epsilon_0 \cdot A \cdot V_p^2}{k_m \cdot g^3}}, \quad (2.1.4)$$

hvor k_m og k_e er henholdsvis den mekaniske og elektriske fjærkonstanten til bjelken²; g er gapet.

Legg merke til at resonansfrekvensen kan justeres av biasspenningen V_p . Ved økende V_p vil resonansfrekvensen minke noe; betegnelsen for dette er at man myker opp stivheten til bjelken (eng. *Beam Softening*).

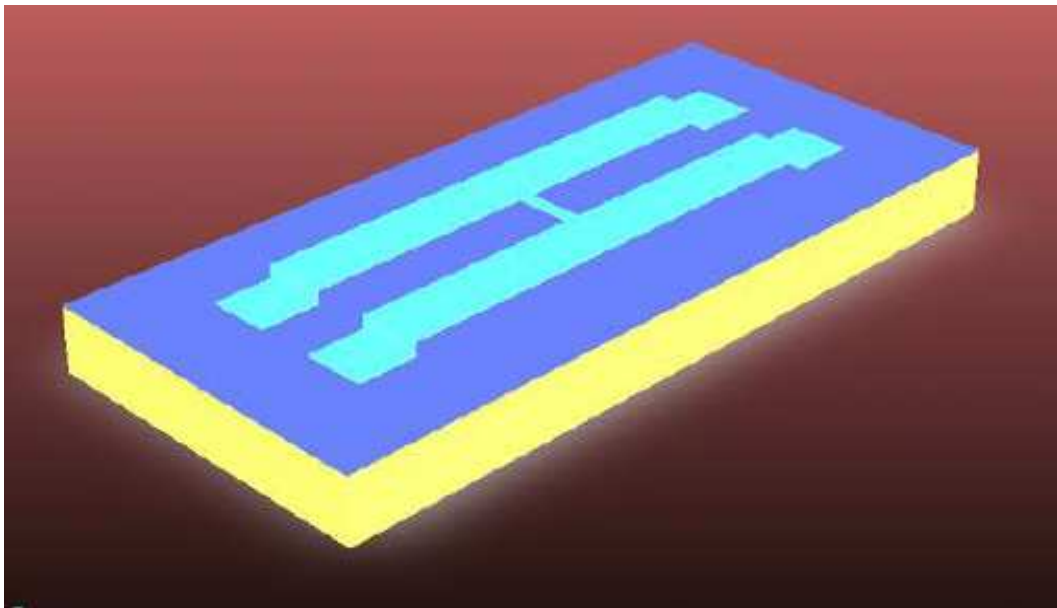
Resonansfrekvensen kan også forenkles slik:

$$f_r \simeq 1.03 \sqrt{\frac{E}{\rho}} \frac{t_r}{L_r^2}, \quad (2.1.5)$$

hvor E er Youngs modul, ρ er tettheten til det benyttede materialet, t_r er tykkelsen til bjelken, og L_r er lengden til bjelken.

²Mer om den mekaniske og elektriske fjærkonstanten i kapittel 3.

Figur 2.6 illustrerer et "H-beam" C-C-beam, bestående av to bjelker festet fast med en bjelke festet imellom disse.

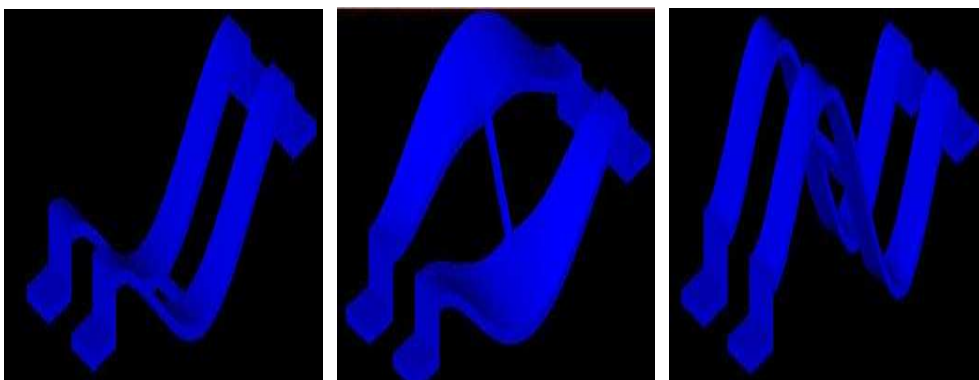


Figur 2.6: Illustrasjon av en MEMS-fremstilt "H-beam"-resonator.

Én elektrode ligger under hver av de ankerfestede bjelkene for henholdsvis å eksitere bevegelse, og for å registrere eller "avlese" responsen når den ene bjelken (inngangsbjelken) utsettes for stimuli.

Et slikt koblet resonator-system har flere vibrasjonsmoder, med like mange resonansfrekvenser som antall identiske bjelker koplet sammen.

Figur 2.7 illustrerer tre tilfeller av når den ene bjelken utsettes for **stimuli** med tre forskjellige frekvenser.

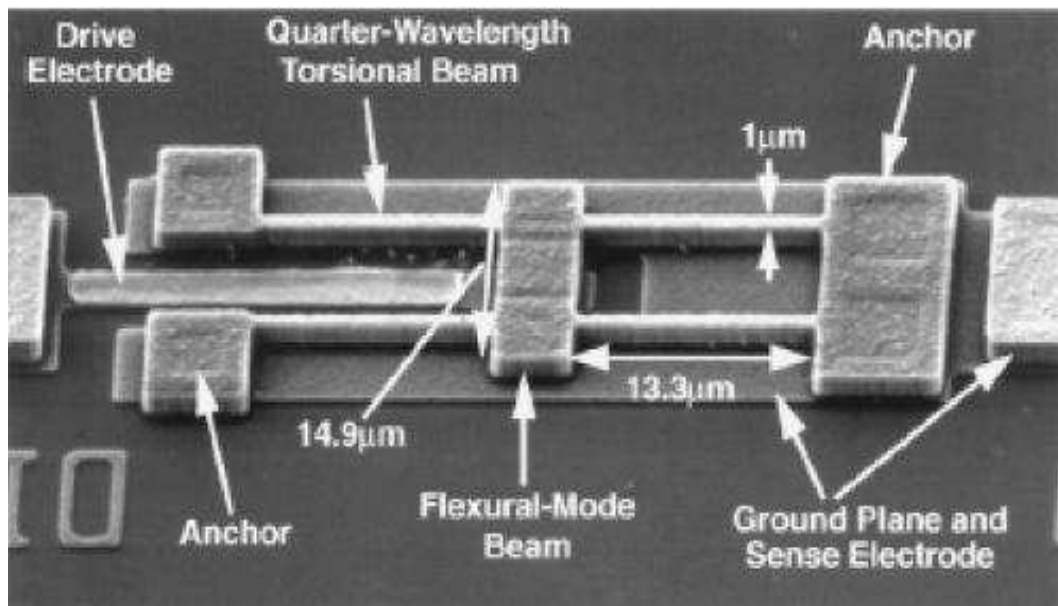


Figur 2.7: "H-beam" C-C- resonator med tre forskjellige svingemodus.

Til tross for at "C-C-beam"-resonatoren generelt har høyere resonansfrekvens enn kam-resonatoren, blir "C-C-beam"-resonatoren utsatt for Q-faktor-degradering under stimuli som følger av;

- Energitap gjennom ankerfestene
- (Luft)Demping av bjelken
- Mindre dimensjoner (Lite energi lagret i forhold til tapt)
- Temperatur

En løsning på å redusere tapet gjennom ankerfestene er å velge en forbedret variant av en beam- resonator; den såkalte "free free-beam"(fig. 2.8).



Figur 2.8: Illustrasjon av en MEMS-fremstilt "free-free-beam"-resonator.

Tap til substratet/ankerpunktene er nesten avvirket ved bruk av fire støttebjelker. Høyere frekvenser og en smule høyere Q-faktor kan da oppnåes, men denne resonatoren vil også være et offer for Q-degradering som følge av blant annet temperatur-påvirkning.

En beam-resonator er altså gunstig, dersom man ønsker en høyere resonansfrekvens enn man får oppnådd med en kam-resonator. Beam-resonatorer er også mindre i dimensjoner enn kam-resonatorer; noe som åpner muligheten for integrering med elektronikk.

Stivheten til en gitt resonator-bjelke øker i takt med økende resonans-frekvens. Q-faktor vil da degraderes som følge av blant annet at E/ρ – forholdet vil minke ved økende frekvens.

Et kurant eksempel er at en beam-resonatorstruktur kan ha en Q-verdi lik 8,000 ved 10 MHz, og ha en Q-verdi lik 300 ved 70 MHz.

Man skal da ikke så altfor mye høyere opp i frekvens før denne strukturen kvalifiseres som lite energi-effektiv i henhold til økende frekvens.

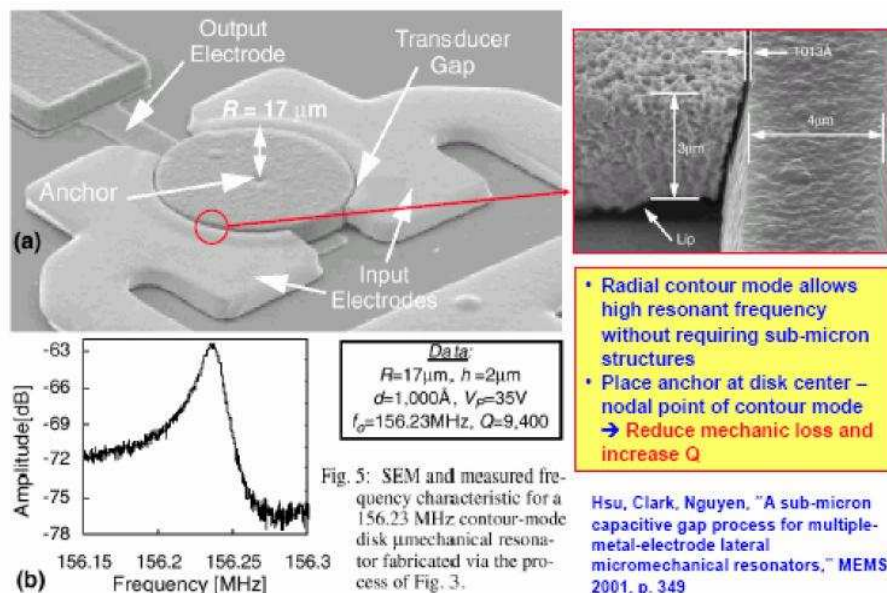
Beam-resonatoren er derfor ikke den beste strukturen som kan benyttes ved de høyeste frekvensene.

Det er mulig å oppnå og oppretholde en relativ høy Q-faktor ved å vakuumpakke resonatorstrukturene. Dette er naturligvis for å redusere effekter av luftdemping, men dette vil føre til økte produksjonskostnader.

Det fins ingen pakkestandarder for MEMS-fremstilte enheter; det vil da dermed være opp til produsentene å utvikle sine egne pakkeløsninger³.

2.1.4 Radial contour-mode diskresonator

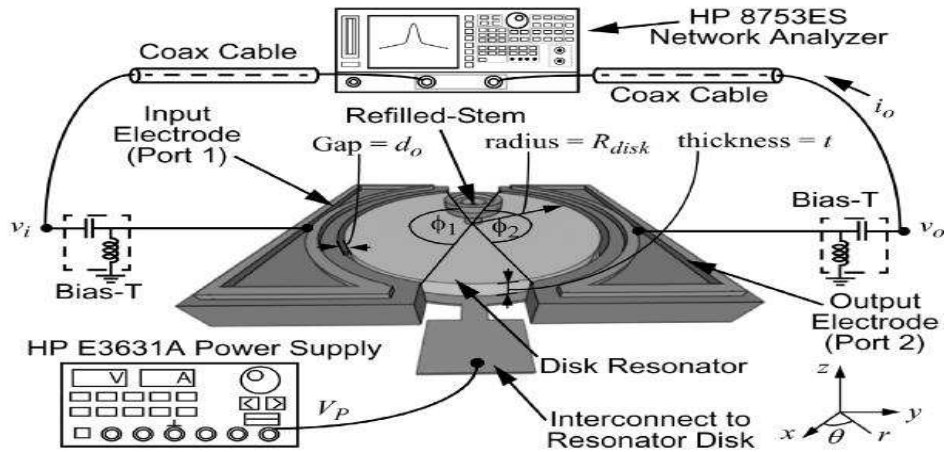
Dersom man ønsker å redusere tapet gjennom ankerne og effekter av luftdemping, er diskresonatoren det naturlige valget. En variant av denne er **Radial contour mode** diskresonator.



Figur 2.9: Radial contour-mode diskresonator, bestående av en MEMS-fremstilt diskskive og to elektroder som omringer skiven.

³Mer om pakking i vedlegget

Stivheten på diskresonatorer er høyere da disker blir benyttet fremfor bjelker i en slik kretsstruktur. Diskskiven vil vibrere radielt under stimuli, og man har som følge av dette nesten neglisjertbare effekter av luftdemping. Diskresonatorer har også typisk større volum enn beam-resonatorer, og dette resulterer i høyere Q -verdi som følge av mer *lagret* i forhold til *tapt* energi.



Figur 2.10: Elektrisk måleoppsett av en diskresonator som et to-port element. Illustrasjonen er hentet fra [9].

Figur 2.10 illustrerer en to-port elektrisk oppkopling og et to-port måleoppsett for en diskresonator. Diskskiven holdes oppe ved hjelp av en *selvsentrert stamme* (eng. *stem*)⁴, og er omringet av to MEMS-fremstilte overlappende elektroder. Avstanden mellom skiven og elektrodene er typisk 1000Å.

Man skal være obs på at toppene til elektrodene i figur 2.10 har blitt gjort transparente for å muliggjøre et klarere syn på den underliggende strukturen.

⁴Stammen sentreres under fremstilling (maskinering) av resonatoren.

ANALYSE AV STADIFAPP

I dette kapitlet, skal det kastes et blikk på MEMS-objektet som skal analyseres i denne oppgaven; STADIFAPP.

Denne oppgaven går spesifikt ut på å analysere og designe RF MEMS resonante filtre, basert på silisium diskresonatorer.

Ved å utnytte radielle vibrasjonsmoder kan slike resonatorer operere med Q -verdi på flere tusen, og med frekvenser opp i GHz-området.

Det som skiller en STADIFAPP (eng. *STAcked DIsk resonators for Filter APplications*) fra en vanlig diskresonator, er at en STADIFAPP er bestående av mer enn én diskkive. Ved å kople flere identiske diskkiver på samme stamme, kan man justere filterbåndbredden; Dette resulterer også med at systemet får like mange resonansfrekvenser som antall diskkiver.

Koplingstyrken mellom diskkiven kan også justeres ved å justere stammediameteren, og avstanden som diskene har ifra hverandre.

I denne oppgaven skal antallet diskkiver som benyttes per STADIFAPP-MEMS-enhet begrenses til to.

Videre i dette skriptet, vil man kunne se nærmere på hvilke effekter størrelsen på diskkivene og koplingsstyrken har på Q -faktoren og resonansfrekvensen til systemet.

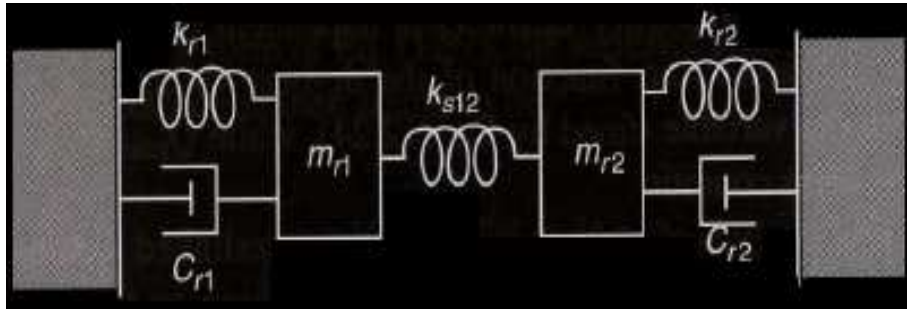
Modeller av MEMS-objekter kan analyseres ved bruk av tre forskjellige metoder;

- * Konvertering til elektriske og / eller mekaniske ekvivalenter.
- * Matematisk modellering.
- * FEM (Finite Element Methods)-simuleringer.

Det er viktig å anse disse metodene som stadier, som bør gjennomgås for å kunne sørge for at resultatet man eventuelt oppnår etter fremstillingen av MEMS-objektet, ikke avviker nevneverdig fra det man forventet å oppnå før prosesseringen.

3.1 Modell av STADIFAPP: Mekanisk / Elektrisk

Som nevnt tidligere i dette skrevet, kan en resonator modelleres som et masse-fjær-damping system. En STADIFAPP kan også modelleres som et masse-fjær-damping system, men med noen modifikasjoner. I dette tilfellet blir man nødt til å betrakte at en STADIFAPP er bestående av mer enn én diskkive festet på samme stamme.



Figur 3.1: Illustrasjon av en 2.ordens resonator, modellert som et masse-fjær-demping svingesystem. Utifra illustrasjonen, representerer k_{r1} og k_{r2} **fjærkonstanten**, mens m_{r1} og m_{r2} representerer **massen** til henholdsvis den ene og den andre diskkiven. C_{r1} og C_{r2} tilsvarer **dempingen** for henholdsvis den ene og den andre diskkiven, mens k_{s12} kan betegnes å være **koblingsstyrken** mellom diskkivene.

Figur 3.1 illustrerer en STADIFAPP modellert som et masse-fjær-demping system. Med utgangspunkt fra denne illustrasjonen, kan man modellere en resonatorstruktur som enten mekanisk, elektrisk eller elektromekanisk¹ ekvivalentkrets.

Figur 3.1 er en idealisert illustrasjon, hvor diskkivene får sine representative masse-, fjærkonstant og damping-ekvivalenter (k_{r1} og k_{r2}), med en koblingsstyrke i mellom disse, k_{s12} , som gjenspeiler bidraget til diameteren til stammen som diskkivene er festet på, og avstanden disse diskkivene har i fra hverandre.

Dette den samme illustrasjonen til to identiske bjelkeresonatorer, med identiske masser og fjærkonstanter, koplet sammen med et svakt fjær (H- beam, ref. kap 2). Forskjellen her, er at man har andre verdier av representative masse-, fjærkonstant- og dampingekvivalenter å forholde seg til.

Figur 3.2 gir en visualisering av virkemåten på en slik andreordens resonator, og gir et hint om hvordan resonansfrekvensene defineres.

For et bjelkeresonatorsystem, ville resonansfrekvensene bli gitt ved;

$$f_{0r1bjelke} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{r1bjelke}}{m_{bjelke}}}, \quad (3.1.1)$$

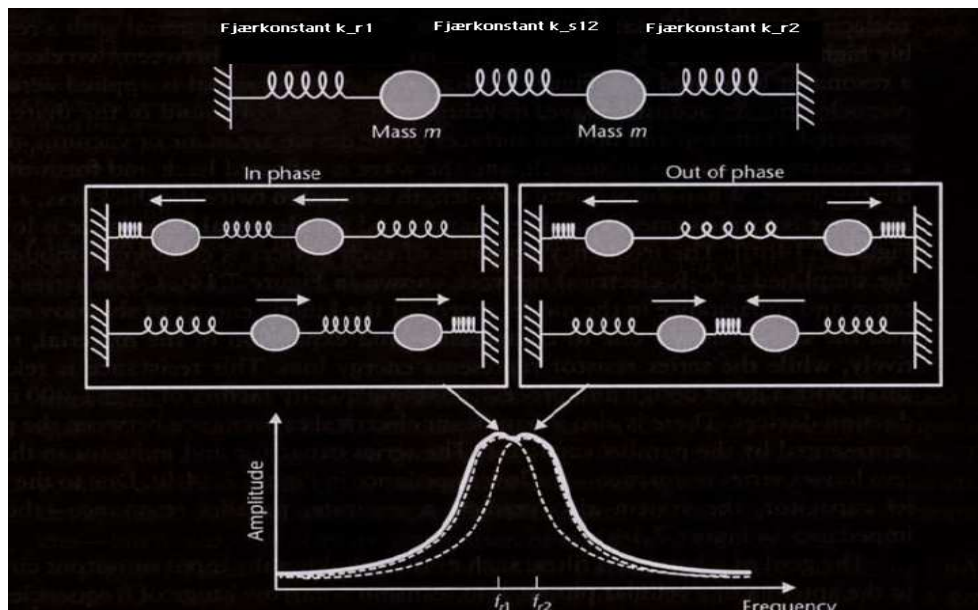
og

$$f_{0r2bjelke} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{r2bjelke} + 2k_{s2bjelke}}{m_{bjelke}}}, \quad (3.1.2)$$

Resonansfrekvensene til en STADIFAPP blir ekstrahert på en litt annerledes måte, men prinsippet er nokså likt².

¹Dette blir å betrakte som den "fysiske" modellen, der aktuelle verdier benyttes for masse, stivhet (fjærkonstant) og damping, når modellen er under stimuli.

²Mer om dette senere i skrevet.



Figur 3.2: Illustrasjon av et andreordens resonatorsystem, bestående av to identiske resonatorer, koplet sammen med et svakt fjær. Systemet har to resonansfrekvenser.

3.1.1 Mekanisk modellering

STADIFAPP-enheten kan modelleres som en mekanisk lumpedelementmodell, med forønske om å se hvordan systemet som -sett som en helhet- beveger seg i en retning x , lar seg påvirke av harmonisk stimuli, ved et tidspunkt t . Man kan videre utlede et uttrykk for kraften som produseres i systemet slik;

$$F_d(t) = m_{tot} \cdot \ddot{x}(t) + b_{tot} \cdot \dot{x}(t) + k_{tot} \cdot x(t), \quad (3.1.3)$$

hvor m_{tot} er den totale massen, k_{tot} er den totale fjærkonstanten, og b_{tot} er den totale dempingsfaktoren til systemet.

For forenklingens skyld kan det være gunstig å anse en STADIFAPP (eller en hvilken som helst annen resonatorstruktur) som enten ren mekanisk eller elektrisk modell. Det kan nemlig fort bli ganske komplisert å forsøke å tyde ut den fullstendige elektromekaniske oppførselen til en slik struktur.

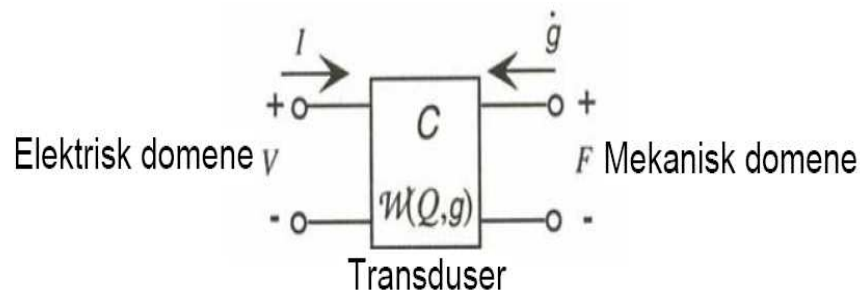
Istedet, fokuserer man heller på enkelte faktorer som kan være kritiske for (endringen av) oppførselen til systemet. Disse faktorene kan man da se nærmere på ved å se på modellen av en STADIFAPP i enten det mekaniske eller det elektriske domenet.

For designere kan det være gunstig å gjøre om den elektromekaniske kretsstrukturen om til en elektrisk ekvivalentmodell for eksempel, for da blir forståelsen av kretsens oppførsel forenklet. Det blir også lettere å forandre på elektriske størrelser for å forbedre ytelsen til kretsen.

Konvertering mellom energidomener

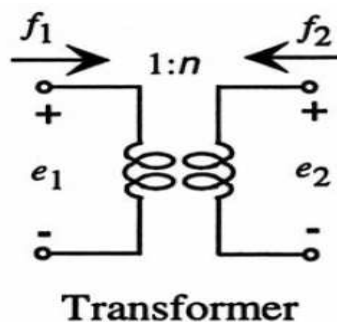
Når man konverterer mellom energiformer, tar man i betraktning at resonatorstrukturer kan beskrives ved generalisert ikke-lineær kapasitans, C (ref. fig 3.3).

En transformator, slik illustrert i figur 3.4 benyttes for å lineærisere transduseren.



Figur 3.3: Illustrasjon av hvordan en resonatorstruktur kan beskrives ved konvertering mellom energidomenene.

Diskrete elementer (eng. "Lumped elements") i det mekaniske domenet kan transformeres til ekvivalente kretselementer i det elektriske domenet. Når man først opererer i det elektriske domenet, og får endret de elektriske faktorene slik at modellen blir optimalisert, kan man igjen konvertere til det mekaniske domenet, for å avdekke de mekaniske størrelsene, som vil så avsløre de fysiske størrelsene som trengs for å realisere den elektromekaniske resonatorstrukturen.



Figur 3.4: Transformator som benyttes til konvertering mellom energidomenene.

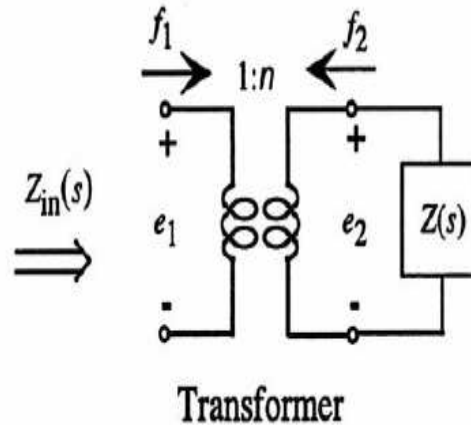
$$\begin{pmatrix} e_2 \\ f_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \eta & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\eta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_1 \\ f_1 \end{pmatrix}, \quad (3.1.4)$$

$$e_2 = \eta \cdot e_1, \quad (3.1.5)$$

$$f_2 = -\frac{1}{\eta} f_1, \quad (3.1.6)$$

hvor f_1 og f_2 er *flow*variablene for henholdsvis port 1 og port 2, η er koplingskoeff., mens e_1 og e_2 er *effort*variablene for port 1 og port 2.

Nyttige likninger som vil være til bruk for transformasjon mellom energidomene, kan utledes utifra illustrasjonen i figur 3.4. Impedanser transformeres utifra illustrasjonen i figur 3.5, ved hjelp av likning 3.1.7 - 3.1.10.



Figur 3.5: Illustrasjon av impedansetransformasjon mellom energidomenene, ved bruk av en transformator.

$$Z_{in}(s) = \frac{e_1}{f_1}, \quad (3.1.7)$$

$$Z(s) = \frac{e_2}{-f_2}, \quad (3.1.8)$$

Benytter innsetting ved bruk av likning 3.1.5 og 3.1.6, og da får vi;

$$Z(s) = \frac{\eta \cdot e_1}{-\frac{1}{\eta} \cdot f_1} = \eta^2 \cdot \frac{e_1}{f_1}, \quad (3.1.9)$$

Benytter innsetting ved bruk av likning 3.1.7, og får;

$$Z(s) = \eta^2 \cdot Z_{in}(s), \quad (3.1.10)$$

hvor η blir å anse som koplingskoeffisienten mellom energidomenene.

Tabell 3.1 gir en oversikt over fremgangsmåten, ved konvertering mellom energidomenene for de gjeldende representative komponentene som inngår i et mekanisk masse-fjær system med demping.

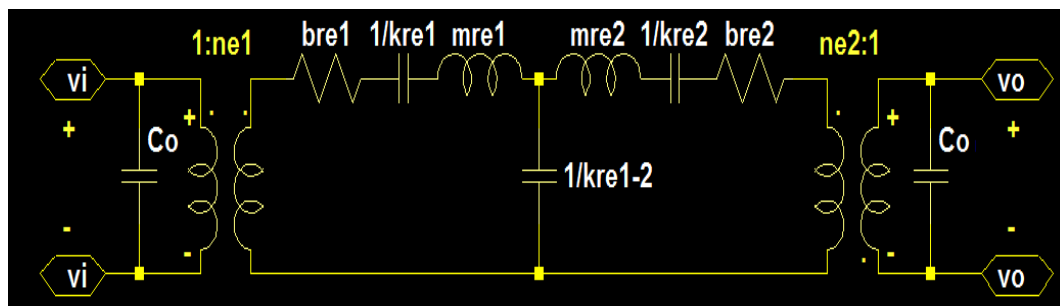
$Z_{el} = \frac{1}{\eta^2} \cdot Z_{mek}$	
Induktans	$sL_{el} = \frac{1}{\eta^2} \cdot sL_{mek} = \frac{s \cdot m}{\eta^2} \implies L_{el} = \frac{m}{\eta^2}$
Kapasitans	$\frac{1}{sC_{el}} = \frac{1}{\eta^2} \cdot \frac{1}{sC_{mek}} = \frac{1}{\eta^2} \cdot \frac{k}{s} \implies C_{el} = \frac{\eta^2}{k}$
Resistans	$R_{el} = \frac{1}{\eta^2} \cdot R_{mek} = \frac{b}{\eta^2}$

Tabell 3.1: Illustrasjon av relasjonen mellom impedanser i de forskjellige energidomenene.

Man bør ha kjennskap til de sentrale konjugerte "power variablene" som benyttes ved konvertering, samt ha en forståelse på relasjonen mellom disse variablene i de forskjellige domenene. Tabell 3.2 viser en oversikt over noen av disse.

Dom.	Effort	Flow	Disp.	Lagret Pot. Energi	Lagret K. energi	Tap
Mek.	Kraft F	Hastighet \dot{x}, v	Posisjon x	Masse m	Fjær $1/k$	Demping b, c
Elek.	Spenning V, v	Strøm I, i	Ladning Q	Induktans L	Kapasitans C	Motstand R

Tabell 3.2: Illustrasjon av relasjonen mellom energidomenene.



Figur 3.6: Illustrasjon av en STADIFAPP, modellert som et fysisk representativt system i en to-port oppkobling, med aktuelle verdier for masse, demping og fjærkonstant for elementene.

Figur 3.6 illustrerer et forslag til en STADIFAPP, modellert som et fysisk representativt system i en to-port oppkobling, med aktuelle verdier for masse ($m_{re1(2)}$), demping ($b_{re1(2)}$) og fjærkonstant ($\frac{1}{k_{re1(2)}}$) for elementene.

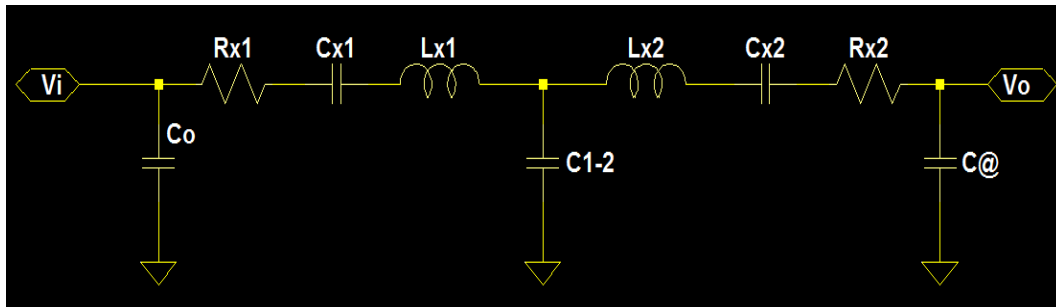
3.1.2 Elektrisk modellering

Som nevnt tidligere i dette skrevet, er elektrisk modellering gunstig for designere, som gjerne ønsker en forenklet modelleringsprosess.

Ved å se på den elektomekaniske resonatorstrukturen gjennom linsen til en elektrisk ekvivalent kretsmodell, begrenser man fokuset på analysen til oppførselen til de representative ekvivalente elektriske komponentene.

Det er fullt mulig å modellere den ekvivalente elektriske modellen til en STADIFAPP, på forskjellige måter. Et forslag til hvordan denne kretsen kan modelleres på det elektriske domenet, er illustrert i figur 3.7.

Ved å referere til tabell 3.2, ser man at resistansen $R_{x1(2)}$, kapasitansen $C_{x1(2)}$ og induktansen $L_{x1(2)}$ i figur 3.7 er ekvivalente til henholdsvis dempingen, massen og fjærkonstanten til disskivene (1 og 2) i den mekaniske modellen. Kapasitansen C_{1-2} er ekvivalent med koplingsstyrken k_{s12} , slik illustrert i figur 3.1. Kapasitansen C_0 tilsvarer kapasitansen mellom elektroden ved port 1 og AC-jord. Denne kapasitansen representerer hovedsaklig en kombinasjon



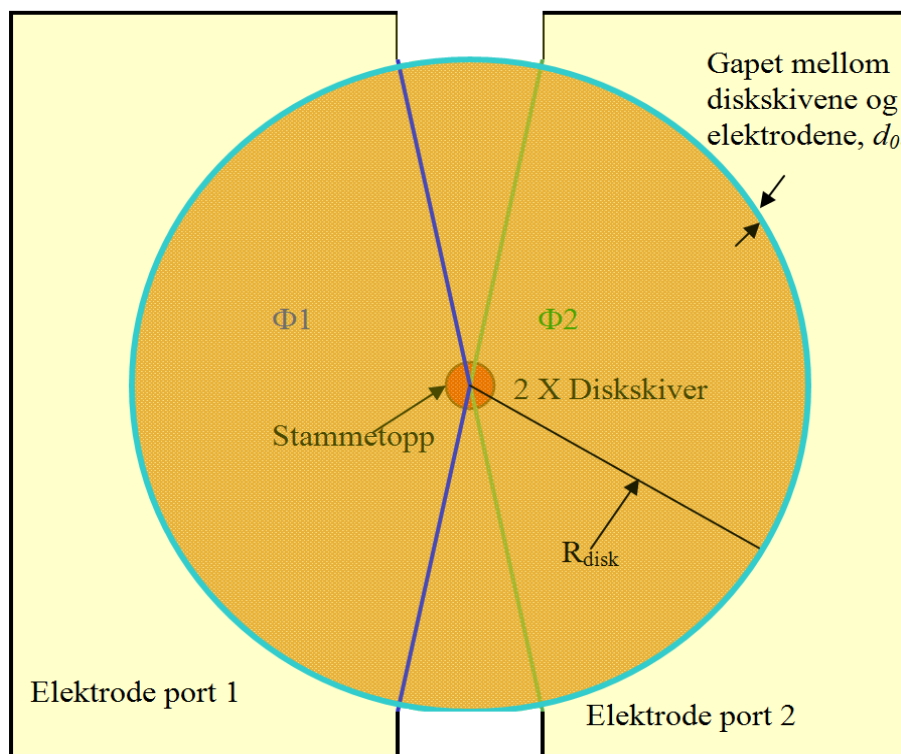
Figur 3.7: Illustrasjon av en STADIFAPP, modellert i det elektriske domenet.

av elektrode-til-disk-overlap, og elektrode-til-jord-kapasitans. $C_{@}$ er den samme type kapasitans som C_0 ved port 2.

3.2 Modell av STADIFAPP: Matematisk modellering

Matematisk modellering av STADIFAPP er en omfattende prosess, som kan virke vel overveldende dersom ikke designeren har full oversikt over modellen.

Figur 2.10 illustrerer en to-port elektrisk oppkobling og et to-port måleoppsett for en diskresonator. En STADIFAPP kan ha samme oppkobling, slik illustrert i figuren.



Figur 3.8: Illustrasjon av en STADIFAPP, sett ovenfra. Parametrene ϕ_1 og ϕ_2 definerer vinklene som diskskivene og henholdsvis elektrode 1 og elektrode 2 har felles, i forhold til disksentrumet.

Figur 3.8 illustrerer en STADIFAPP, sett ovenfra, bestående av to diskskiver (av polysilisium), opphengt av en *selvsentrert*³ stamme. Disse diskskivene er omringet av to overlappende elektroder (av polisilisium), posisjonert såpass nære diskskivene at det blir indusert en *kapasitiv transducer*-effekt [9]; Typisk avstand mellom diskskivene og elektrodene er 1000 Å (100nm).

Fremgangsmåten som benyttes ved modellering av STADIFAPP i dette prosjektet er inspirert av [9].

Som følge av kapasitiv transduksjon (mellom elektrodene og diskskivene), er fremtidige integrasjoner av STADIFAPP-enheter med CMOS-kretser gjort enklere å realisere.

Ved å anta at STADIFAPP-enheten har samme oppkopling, slik illustrert i figur 2.10, kan man bemerke at det vil oppstå kapasitiv transduksjon når DC-bias-spenningen, V_P , forsyner diskskivene, og når et AC-signal, v_i er påsatt elektroden ved port 1 (inngangelektroden).

DC-spenningens funksjon vil kun være å lade *elektrode-til-disk*-kapasitansen(e). Effekter av V_P og v_i vil resultere i at det blir generert en elektrostatisk *inputkraft*, F_i i radial retning, gitt ved [4];

for en ordinær diskresonator med én diskskive:

$$F_{iDR} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial C_1}{\partial r} \right) (V_P - v_i)^2 \cong -V_P \left(\frac{\partial C_1}{\partial r} \right) v_i, \quad (3.2.1)$$

hvor kun det dominerende leddet ved resonans blir etterhvert beholdt i likningen⁴, og hvor $\frac{\partial C_1}{\partial r}$ er endringen i *elektrode-til-resonator*-kapasitans per enhet (i radial forflytning), ved port 1.

Likningen til kraften som hver av diskene i en STADIFAPP ser på, kan da være:

$$F_{iSTA} \cong -V_P \cdot \left(\frac{\partial C_{1D2}}{\partial r} \right) v_i, \quad (3.2.2)$$

hvor $\frac{\partial C_{1D2}}{\partial r}$ er endringen i *elektrode-til-resonator-overlap*-kapasitans, $C_{1D2}(r)$, per enhet (i radial forflytning), ved port 1 for den øvre diskskiven.

Merk at det ikke noen *elektrode-til-resonator-overlap*-kapasitans over den nedre diskskiven i den forstand, men det blir definitivt generert en *statisk drive elektrode-til-disk*-kapasitans. Den øvre disskiven påvirker den nedre (og omvendt) via stammen⁵.

Et uttrykk for $\frac{\partial C_{1D2}}{\partial r}$ kan utledes utifra uttrykket for *elektrode-til-resonator-overlap*-kapasitansen ved port 1 for den øvre disken, C_{1D2} , som følger;

³Dette er noe som skjer under fremstillingsprosessen ved mikromaskinering. Mer om dette i kapittel 4.

⁴DC-komponenter og frekvenser som ikke samsvarer med v_i blir neglisjert.

⁵Hvor stor påvirkningen blir, avhenger av avstanden diskskivene har ifra hverandre, og av stammediametere.

$$C_{1D2} = C_0 \left(1 - \frac{r}{d_0}\right)^{-1} \Rightarrow \frac{\partial C_{1D2}}{\partial r} = \frac{C_0}{d_0} \left(1 - \frac{r}{d_0}\right)^{-2}, \quad (3.2.3)$$

Hvis radielle forflytninger er smale kan likning 3.2.3 utvides til en mer anvendelig form [12]:

$$\frac{\partial C_{1D2}}{\partial r} = \left(\frac{C_0}{d_0}\right) (1 + A_1 r + A_2 r^2 + A_3 r^3 + \dots), \quad (3.2.4)$$

hvor,

$$A_1 = \frac{2}{d_0}, A_2 = \frac{3}{d_0^2}, A_3 = \frac{2}{d_0^3}, \quad (3.2.5)$$

På bakgrunn av ønsket om å oppnå en lineær modell for en diskresonator, kan $\frac{\partial C_{1D2}}{\partial r}$ tilnærmes, ved hjelp av likning 3.2.4, til [9]:

$$\frac{\partial C_{1D2}}{\partial r} \approx \frac{\varepsilon_0 \phi_1 R_{disk} t}{d_0^2}, \quad (3.2.6)$$

hvor,

R_{disk} og t er henholdsvis radiusen og tykkelsen til disskiven(e); ε_0 er permittiviteten i vakuum; d_0 er avstanden mellom elektrodene og disskivene; ϕ_1 er vinkelen som elektroden ved port 1 har til felles med disskivene, definert fra sentrum av disken.

Når frekvensen til v_i er den samme som frekvensen til den ene STADIFAPP-skiven, så vil kraften som oppstår eksitere disskiven, og drive så begge diskene til å vibrere.

Begge disskivene vil utvides, og trekkes radielt om sin omkrets, med en viss radiell faseforskjell fra hverandre ved den ene resonansen⁶, og tilnærmet ingen faseforskjell i fra hverandre ved andre resonans slik at STADIFAPP'en får en utvidet båndbredde, i forhold til en ordinær diskrensonator med én disskive (med samme geometri som STADIFAPP'en). STADIFAPP-enheten får da liknende frekvenskarakteristikk som et båndpassfilter.

Den radielle bevegelsen vil minne om "pusting", med en null-til-maksimal radial forflytningsamplitude i et vilkårlig punkt (r, θ) på disken, gitt ved [14]:

$$\Re_{D1(2)}(r, \theta) = AhJ_1(hr), \quad (3.2.7)$$

⁶For en 2.ordens bjelkeresonator med masseløs koplingstyrke, kan denne faseforskjellen, ideelt, komme opptil ± 180 grader (i forflytning). For en STADIFAPP, er det -i større grad- koplingstyrken som avgjør hvor stor denne forskjellen er.

og i ytterpunktene (dvs. ved $r = R_{disk}$) i phasor form:

$$\Re_{D1(2)}(R_{disk}, \theta) = \frac{QF_i}{jk_{re1(2)}}, \quad (3.2.8)$$

hvor h er en konstant gitt ved:

$$h = \sqrt{\frac{\omega_{02}^2 \rho}{\left(\frac{2E}{2+2\sigma} + \frac{E\sigma}{1-\sigma^2}\right)}}, \quad (3.2.9)$$

R_{disk} er diskradiusen; ω_{02} er resonansfrekvensen gitt ved $\omega_{02} = 2\pi f_{02}$.
 $J_n(y)$ er den n 'te-ordens Bessel-funksjonen; ρ , σ , og E er henholdsvis
 tettheten, Poisson-forholdet og Youngs modulus;
 A er en drivekraftavhengig faktor [14].

Den radielle vibrasjonen til diskene danner to tidsvarierende kapasitanser mellom diskene og elektrodene, ved hjelp av DC-biasen (V_p). Disse kapasitansene danner en utgangsstrøm, i_0 , som er proporsjonal med amplituden til vibrasjonene (radial forflytning). Man bør legge merke til at utgangsstrømmen, i_0 , flyter kun dersom V_p har en verdi større enn null. Dersom denne verdien er null, er det ingen strømflyt, og STADIFAPP-enheten er i "AV"-tilstand; Dermed kan V_p ha en AV/PÅ svitsjende rolle for STADIFAPP-enheten. Dette ansees å være en fordel, spesielt i bruksområder der flere STADIFAPP- enheter og/eller ordinære diskresonatorer benyttes i en filterbank; V_p benyttes da for å aktivere et gitt filter (STADIFAPP-enhet) inn i et system, kun ved bruken av en spenning. Bruken av svitsjer koplet i serie - slik tilfellet er i konvensjonelle piezoelektriske resonatorer (fig. 5.1) - blir da ikke nødvendig⁷.

3.2.1 Resonansfrekvens kontra design

Før et filter, eller en resonator skal designes, er det vanlig at man setter noen krav på forhånd. Man kan for eksempel ønske å designe en STADIFAPP, som kan anvendes i et bestemt frekvensområde. Kravene man setter på forhånd, bestemmer så de fysiske størrelsene på STADIFAPP-modellen.

I enkelte tilfeller - som for eksempel tilfellet som angår mitt prosjekt - kan man tenke seg fram til en rekke forskjellige fysiske størrelser på en STADIFAPP-modell, for så å analysere avviket disse modellene har ifra hverandre. Et skille som disse modellene kan ha fra hverandre, bortsett fra den opplagte forskjellen i fysiske størrelser, kan for eksempel være resonansfrekvensen.

⁷Mer om dette i kapittel 5

Dimensjonene som trengs for å oppnå en spesifikk nominell resonansfrekvens, f_{0nom} ⁸, på en vanlig diskresonator kan oppnåes ved å løse frekvensuttrykket, gitt ved [14];

$$\delta \times \frac{J_0(\delta)}{J_1(\delta)} = 1 - \sigma, \quad (3.2.10)$$

hvor,

$$\delta = \omega_{0nom} R_{disk} \sqrt{\frac{\rho(1 - \sigma^2)}{E}}, \quad (3.2.11)$$

og hvor ω_{0nom} er den nominelle resonansfrekvensen (gitt ved $\omega_{0nom} = 2\pi f_{0nom}$) for et rent mekanisk system som ikke er under elektrisk stimuli, og derfor ikke har noen elektrisk fjærkonstant (k_e) [4].

Likning 3.2.10 - 3.2.11 kan gjerne føre til et mer intuitivt uttrykk, men dette går litt utover nøyaktigheten [10];

$$f_{0nom} = \frac{\alpha\kappa}{R_{disk}} \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \quad (3.2.12)$$

hvor κ (lik 0.342 MHz/ μm for polysilisium) er en parameter som er avhengig av Poisson-forholdet, og α er en modeavhengig skaleringsfaktor som anvendes i høyere moder.

Likning 3.2.10 - 3.2.12 er først og fremst gjeldende for en ordinær diskresonator, men den nominelle resonansfrekvensen man kan komme fram til ved hjelp av disse likningene kan være en grov tilnærming for en STADIFAPP, for hva angår den øvre resonansfrekvensen⁹.

Likning 3.2.10 - 3.2.12 avslører også at resonansfrekvensen er en sterk funksjon av strukturelle materialegenskaper og av geometri; nærmere bestemt diskradiusen.

Siden elektrode-til-resonator-kapasitansen(e) er en ulineær funksjon av den radielle forflytningen, er det faktisk flere komponenter som inngår i inngangskraften enn det som ble fremvist i likning 3.2.2. Ved å utvide likningen ytterligere, og innsette de to første leddene i likning 3.2.3, får man:

$$\begin{aligned} F_{iSTA} &= \frac{1}{2} \frac{C_0}{d_0} (V_P^2 - 2V_P v_i + v_i^2 + A_1 V_P^2 r - 2A_1 V_P v_i r + A_1 v_i^2 r) \\ &= \frac{1}{2} \frac{C_0}{d_0} (\dots - 2V_P v_i + A_1 V_P^2 r + A_1 v_i^2 r) + \dots, \end{aligned} \quad (3.2.13)$$

hvor den siste likningsformen inkluderer kun de leddene som kan generere komponentene ved resonans.

⁸ f_{0nom} er frekvensen man får hvis man ignorerer påvirkningen som kan komme fra tykkelsen på disken, og tapet som går til substratet.

⁹Dette er fordi den radielle forflytningen til diskskivene antas å være noenlunde i fase ved denne frekvensen.

Ved å innsette verdien for A_1 i den siste formen av likning 3.2.13, og sette $v_i = V_i \cos \omega_{02} t$ og $r = \Re \sin \omega_{02} t$ (som følge av at r er 90° faseforskjøvet fra v_i), får man:

$$F_{iSTA} = - \left[V_P \frac{C_0}{d_0} V_i \cos \omega_{02} t - \left(V_P^2 + \frac{V_i^2}{2} \right) \left(\frac{C_0}{d_0^2} \right) \right] \Re \sin \omega_{02} t, \quad (3.2.14)$$

Det andre leddet i likning 3.2.14 kan tolkes som en elektrisk fjærkonstant, som kan utledes slik:

$$k_{enD1(2)} = \left(V_P^2 + \frac{V_i^2}{2} \right) \frac{\varepsilon_0 \phi_1 R_{disk} t}{d_0^3}, n = 1, 2, \quad (3.2.15)$$

hvor n benyttes for å reflektere det faktum at begge elektrodene vil bidra med en elektrisk fjærkonstant til disskivene.

Ved å betrakte de(n) mekaniske og de(n) elektriske fjærkonstanten(e), kan man komme fram til resonansfrekvensen på følgende måte [9]:

$$\begin{aligned} f_{02} &= \sqrt{\frac{k_{re2}}{m_{re2}}} = \sqrt{\frac{k_{mD2} - k_{e1D2} - k_{e2D2}}{m_{re2}}} \\ &= f_{02nom} \left[1 - \frac{k_{e1D2} + k_{e2D2}}{k_{mD2}} \right]^{1/2} \\ &\cong f_{02nom} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{k_{e1D2} + k_{e2D2}}{k_{mD2}} \right], \end{aligned} \quad (3.2.16)$$

hvor m_{re2} er den effektive massen til den ene disskiven (*Disk 2*) ved et vilkårlig punkt ved ytterkantene; k_{re2} er den effektive fjærkonstanten ved samme punkt, når alle kilder (DC og AC) er påført systemet; k_{mD2} er den ren mekaniske fjærkonstanten (dvs. ingen aktive kilder) til den ene disken.

3.2.2 Ekvivalente komponenter

Figur 3.7 illustrerer to RLC-kretser, koplet sammen ved en node, der også en kapasitans, C_{1-2} er koplet til. Neste steg, går ut på å finne ut av hvordan man kan komme fram til de respektive verdiene til disse komponentene.

Når diskene vibrerer, genererer hver av skivene kinetisk energi gitt ved [9];

$$KE_{D1(2)tot} = A^2 \omega^2 h^2 \pi \rho t \int_0^{R_{disk}} r J_1^2(hr) dr, \quad (3.2.17)$$

Den ekvivalente effektive massen til hver av diskene ved punktet (r, θ) kan finnes ved å dele den kinetiske energien med $\frac{1}{2}v^2$, hvor v er massehastigheten i *det* punktet [10]. Ved punktet (R_{disk}, θ) , er den ekvivalente massen gitt ved:

$$m_{reD1(2)} = \frac{KE_{D1(2)tot}}{\frac{1}{2}v_{D1(2)}^2(R_{disk}, \theta)} = \frac{2\pi\rho t \int_0^{R_{disk}} r J_1^2(hr) dr}{J_1^2(hR_{disk})}, \quad (3.2.18)$$

Og ved hjelp av komponenten fra likning 3.2.18, kan man finne den ekvivalente effektive fjærkonstanten og dempingen;

$$k_{reD1(2)} = \omega_{02}^2 m_{reD1(2)}, \quad (3.2.19)$$

$$b_{reD1(2)} = \frac{\omega_{02} m_{reD1(2)}}{Q} = \frac{\sqrt{k_{reD1(2)} m_{reD1(2)}}}{Q}, \quad (3.2.20)$$

For å finne de elektriske ekvivalentene, benytter man seg av transformasjon, og får;

$$L_{xD1(2)} = \frac{m_{reD1(2)}}{\eta^2} \quad C_{xD1(2)} = \frac{\eta^2}{k_{reD1(2)}} \quad R_{xD1(2)} = \frac{b_{reD1(2)}}{\eta^2}, \quad (3.2.21)$$

hvor η den mekaniske koplingskoeffisienten gitt ved;

$$\eta = V_P \left(\frac{\partial C_{1D2}}{\partial r} \right), \quad (3.2.22)$$

Av alle elementene i likning 3.2.21, er den serielle bevegelsesmotstanden R_x komponenten som man ofte blir nødt til å legge mest vekt på, i praktiske sammenhenger.

Smale verdier som mulig av R_x , blir å foretrekke for at man skal kunne utføre impedansmatching¹⁰ mot andre systemer. R_x kan tilnærmes til [9];

$$R_{x1(2)} \approx \frac{\omega_{02} m_{re1(2)}}{Q} \cdot \frac{1}{V_P^2} \cdot \frac{d_0^4}{\phi_1 \phi_2 (\epsilon_0 R_{disk} t)^2}, \quad (3.2.23)$$

Antydningen som man kan trekke fram fra likning 3.2.23, er at den serielle bevegelsesmotstanden kan reduseres dersom;

- DC-spenningen V_P økes.
- Disktykkelsen, t økes.
- Avstanden mellom disken(e) og elektrodene, d_0 minkes.

V_P kan begrenses av systemets tilgjengelige forsyning, eller av dets *pull-in*-spenning [7].

¹⁰Ideelle størrelser fra 50Ω - 100Ω ; Realistiske størrelser \rightarrow noen hundre Ω .

3.3 Modell av STADIFAPP: FEM-analyse

I dette prosjektet, analyserer jeg en rekke STADIFAPP-modeller med forskjellige dimensjoner, for så å undersøke signifikansen som dimensjonendringene har på en rekke nøkkelparametre.

Verktøyet som benyttes til FEM-analyse her er COMSOL MULTIPHYSICS¹¹. Det vil blant annet utføres en egenfrekvensanalyse for å avdekke de to resonansfrekvensene, og en frekvenresponsanalyse for å illustrere frekvenskarakteristikken til STADIFAPP-enheten.

Nedenfor vil det følge et eksempel på et simuleringsforløp på én av modellene av en STADIFAPP-enhet.

3.3.1 LAYOUT: Eksempel

Figur 3.9 illustrerer en 2D-layout av én av modellene av STADIFAPP-enheten. Designet er realisert i et plan som er aksesymmetrisk rundt z-aksen. Alle strukturelle lag som inngår i prosesseringsfila i *CoventorWare* (ref. fig. 4.7) er inkludert i designet, med unntak av isolasjonslagene, stamme-supportlaget og elektrodene.

Bidraget fra elektrodene (antatt posisjonert 100nm fra skivene) vil emuleres ved å påføre en kraft - i radiell retning - mot ytterkantene av hver av diskskivene (*PolySi*); Denne kraften kan finnes ved hjelp av likning 3.2.2.

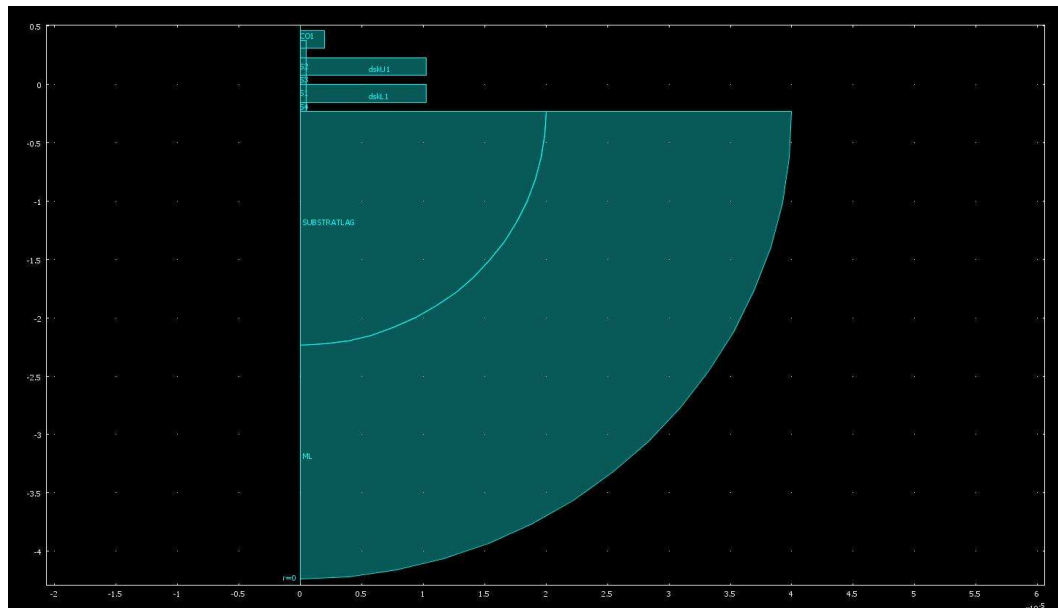
Substratet (*Si*) defineres med en ytre grense (eng. *boundary*) ved $20\mu m$ fra origo. Et "*matched*" lag (eng. *Matched Layer, ML*) defineres med en ytre grense ved $40\mu m$ fra origo. Dette domenet er en forenklet versjon av *PML (Perfectly Matched Layers)* som er integrert i COMSOL (Mer om *Matched Layers* i delkapittel 3.3.6).

Designet skal i første omgang analyseres, med;

- $R_{disk1(2)} = 10\mu m$
- Disktykkelse $t_{1(2)} = 1.5\mu m$
- Stammeradius $R_{stem1(2)} = 0.5\mu m$
- $\phi_{1(2)}$ lik $\frac{150}{180}\pi$
- $V_p = 8V, v_i = 0.2V$

Systemet diskretises (eng. term: *meshing*), og analyseres først med en avstand mellom diskskivene, ψ_{skiv} , lik $0.8\mu m$, og deretter sammenliknes analyseresultatene med resultater fra tilsvarende modell, med ψ_{skiv} lik $0.4\mu m$ og $1.6\mu m$.

¹¹Mer om programvaren her: <http://www.comsol.no/>



Figur 3.9: 2D-Layout av en STADIFAPP-enhet i en $(+r, z)$ -akse. Designet er aksesymmetrisk rundt z -aksen.

3.3.2 Meshing

Meshing, eller diskretisering, inngår i FEM-simulering-stadiet; Simuleringsverktøy benyttes på analysestadiet av testmodeller av et MEMS-objekt, før prosessering. Det man gjør når man utfører *meshing*, er at man bryter det fysiske domenet til en modell av et MEMS-objekt - som analyseres under FEM- simulering - opp i små sub-domener eller elementer. Disse elementene kan gjerne være enkle (*Trekanter* og *tetrahedriske elementer*) eller litt mer komplekse (*Mangekantete strukturer*) 2D- eller 3D-blokker i 2D- eller 3D-domene.

Hvert element representerer en del av det fysiske domenet til (en modell av) et MEMS-objekt; Simuleringsverktøyet kan igjen sammensette elementene ved hjelp av matematiske algoritmer.

Ved hjelp av disse algoritmene, vil man kunne se interaksjonen mellom elementene, og ved dette kunne få et simulert bilde av - det diskretiserte - områdets oppførsel under påvirkning.

Meshing er dermed kritisk ved simulering av MEMS-modeller før disse fremstilles. Det er dermed viktig at dette blir gjort med tilstrekkelig presisjon. Jo større *mesh*-oppløsning (*mesh*-tetthet) man benytter, desto nærmere virkeligheten blir resultatet man får ved FEM-simuleringer. Dette betyr da i teorien at man bør diskretisere MESH-modellen med så mange elementer som mulig, men teorien har dog en praktisk bakdel under FEM-simulering; Det tar nemlig lengre tid å utføre algoritmene som elementene danner, jo flere disse er. Det kan da være gunstig å ta balansere mellom tid og *mesh*-oppløsning under FEM-simulering, spesielt dersom det er mye som skal simuleres.

Videre vil man kunne se nærmere på hvordan man kan gjøre simuleringsarbeidet mer tidseffektivt, og samtidig oppnå tilfredsstillende simuleringsresultater.

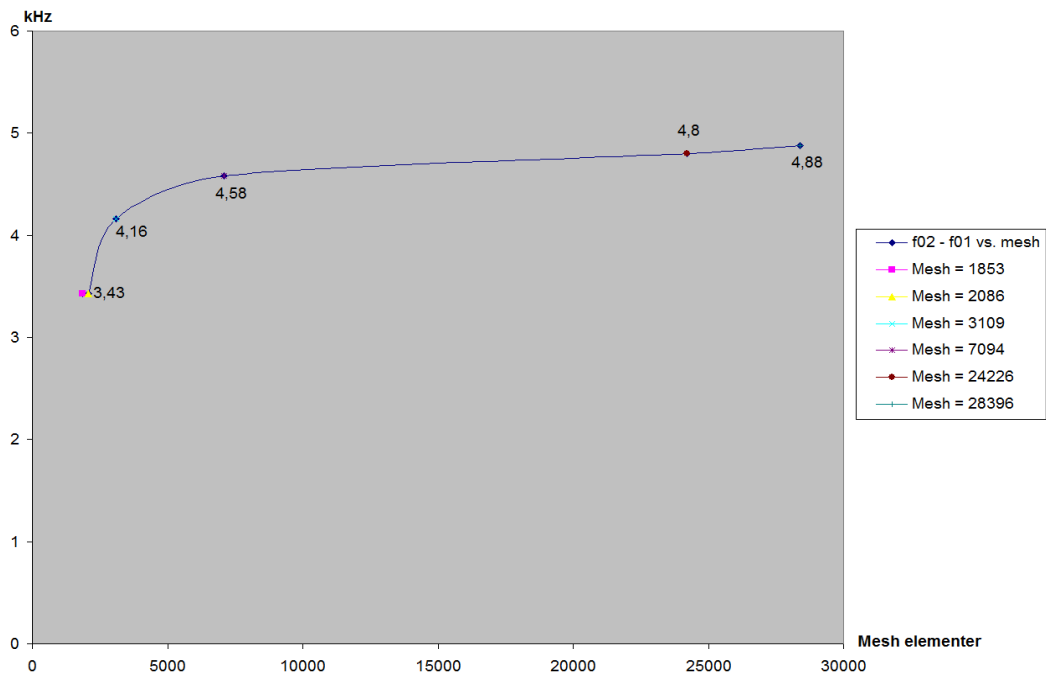
3.3.3 Mesh-konvergens

Mesh-konvergens er noe man gjerne foretar ved bruk av simuleringsverktøy når man er interessert i å balansere mellom tid og *mesh*-nøyaktighet, spesielt dersom det er flere modeller av et MEMS-objekt som skal analyseres; Dette sparer både tid og harddiskplass.

I COMSOL, kan man velge å bruke "automatisk" *mesh* for hele systemet, eller for enkelte deler av systemet, eller så kan man velge å angi frie *mesh*parametere rent manuelt.

Nedenfor, vil det illustreres *mesh*konvergens; det vil settes opp et plot som viser avviket i resultater for forskjellen mellom resonansfrekvensene ($f_{02} - f_{01}$) for en STADIFAPP-modell, når antall elementer (*mesh*tettheten) som benyttes under diskretisering økes.

Resultatene er eksempler som kommer fra en vilkårlig modell av STADIFAPP-enheten som analyseres.

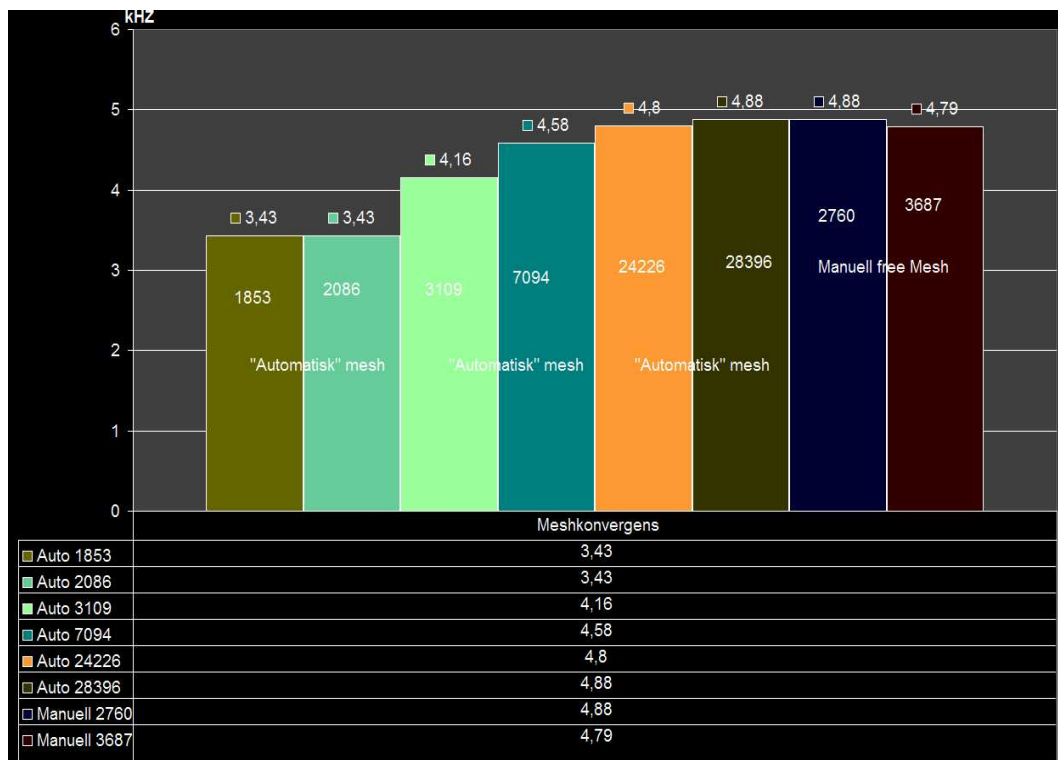


Figur 3.10: Illustrasjon av *mesh*konvergens for et STADIFAPP-system. Dette er et plot av frekvensforskjellen ($f_{02} - f_{01}$) mot antall elementer som *mesh*'et er bestående av.)

Figur 3.10 illustrerer *mesh*konvergens for "automatisk" definert *mesh* i COMSOL 3.4, og effekten av økt antall *mesh*elementer.

Det er visse ting som man bør ha i baktanken, når man lager *mesh*. Det er nemlig ikke nødvendig å ha stor *mesh*oppløsning på alle områder i modellen, og det er da viktig å ha økt eller minket oppløsning kun i områder / domener som krever det. Som oftest er det slik at områdene som trenger en spesifikk *mesh*oppløsning (liten eller stor) må spesifiseres manuelt.

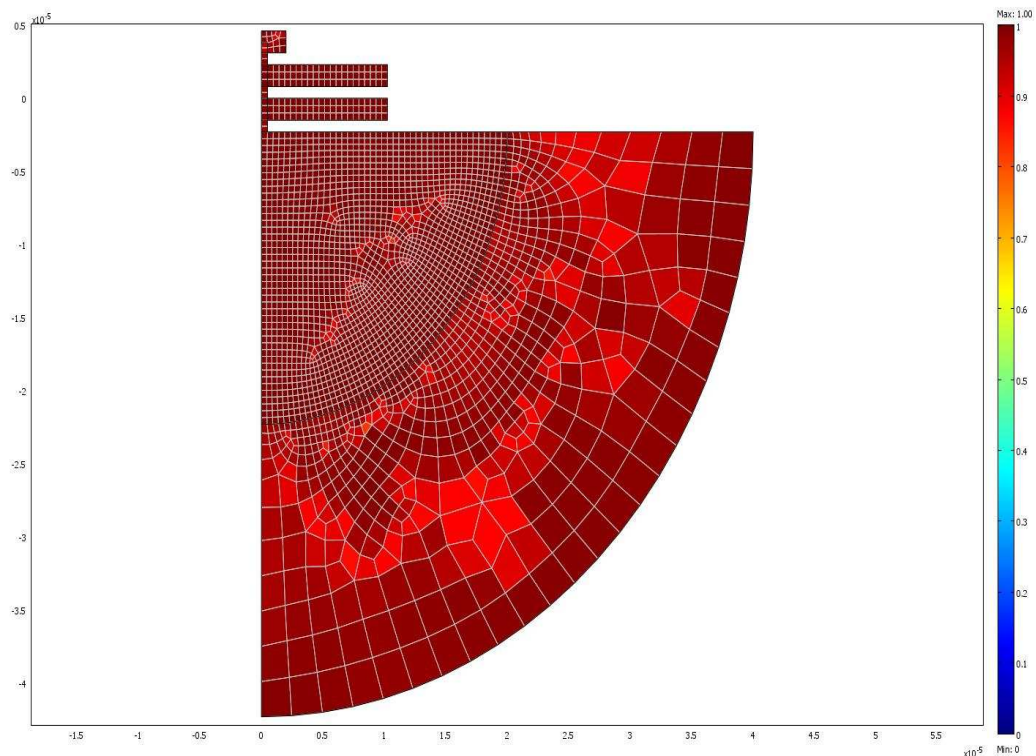
Figur 3.11 illustrerer hvor effektiv manuell *mesh*definering kan være under FEM-analysen.



Figur 3.11: Grafer som illustrerer eksempler fra automatisk fremstilt *mesh* og *mesh* som er definert manuelt. Noenlunde samsvarende resultater ved automatisk definert *mesh* kan bli oppnådd ved manuell definisjon. Forskjellen er at man kan nøye seg med betraktelig mindre antall *mesh*elementer, dersom *mesh*-parametrene defineres manuelt.

Slik man ser av figuren, kan man oppnå nesten like tilfredstillende resultater fra en modell med manuell definert *mesh* med en *mesh* tetthet på 2760, som man oppnår med samme modell med automatisk definert *mesh* med en *mesh* tetthet på 28396.

Figur 3.12 illustrerer modelleksempellet fra figur 3.9 med *mesh*.



Figur 3.12: Illustrasjon av *mesh*, ved bruk av firkantformede (eng. *Quadrilateral*) elementer. Modellen er bestående av 2508 elementer.

Simuleringsresultatet blir mer nøyaktig, jo større *mesh* oppløsningen er, men *mesh* konvergens-prosessen tillater designeren å balansere mellom presis estimering og simuleringstid etter behov.

3.3.4 Eigenfrekvensanalyse

Det foretas en modalanalyse for å kunne avdekke eigenfrekvensene til STADIFAPP-enheten som er representert i figur 3.9, samt svingemønstrene ved disse frekvensene.

COMSOL-verktøyet gjør det enklere å finne fram til *eigenvalue*-verdier eller resonansfrekvenser, ved å presisere hvor disse skal søkes etter.

Første radial disk-modus

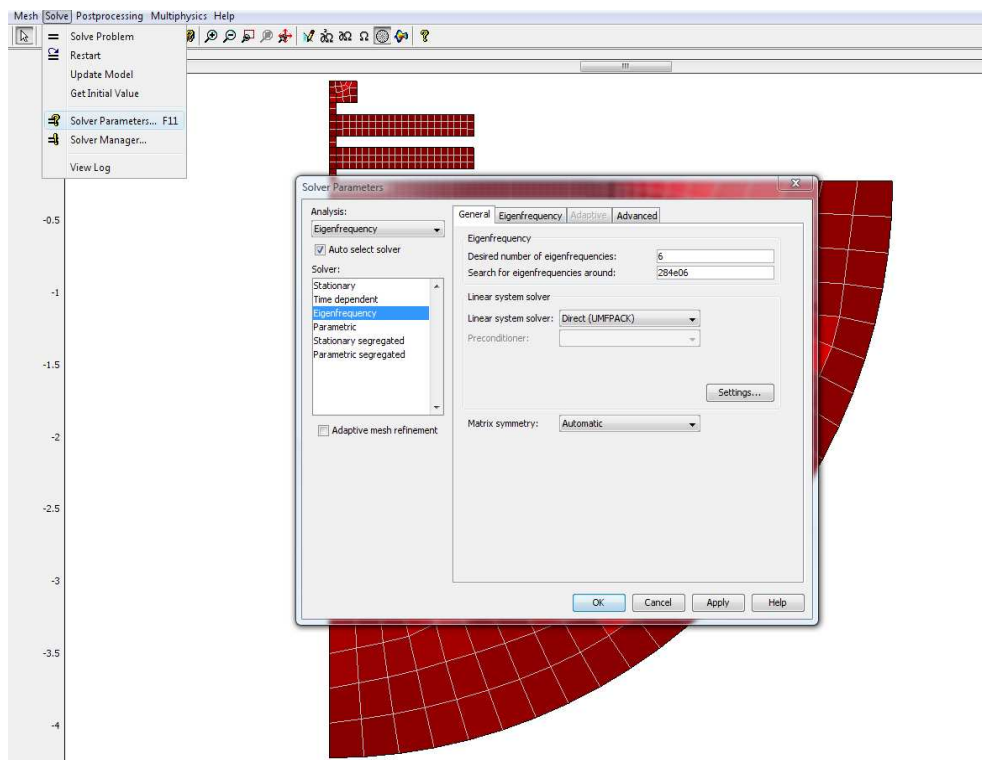
Nedenfor vil det illustreres hvordan man kan finne fram til resonansfrekvenser i COMSOL.

Ved å benytte oss av likning 3.2.12, kan en grov tilnærmet verdi av øvre resonansfrekvens, f_{02nom} , for en STADIFAPP i første radial- bulk disk-modus finnes ved;

$$\Rightarrow R_{disk1(2)} = 10\mu m, E_{poly} = 160 \text{ GPa}, \rho_{poly} = 2320 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}, \alpha_{poly} = 1, \kappa = 0.342 \Leftarrow$$
$$f_{02nom} = \frac{0.342}{10e-6} \sqrt{\frac{160e9}{2320}} = 284 \text{ MHz.}$$

Vi kan altså forvente å finne resonansfrekvensen(e) ved første radial-bulk diskmodus i området rundt 284 MHz.

Jeg setter opp en eigenfrekvensanalyse (slik illustrert i fig. 3.13).



Figur 3.13: Illustrasjon av oppsettet til eigenfrekvensanalysen i COMSOL 3.4. Verktøyet blir bedt om å finne 6 eigenfrekvenser rundt 284 MHz.

Eigenfrekvensanalysen blir kjørt, og følgende drivefrekvenser blir funnet; $f_{01} = 270.6288 \text{ MHz}$, og $f_{02} = 270.7569 \text{ MHz}$.

Andre radial disk-modus

Ved å benytte oss av likning 3.2.12, kan øvre resonansfrekvens, $f_{02nom_{2nd}}$, for en STADIFAPP i andre radial-bulk disk-modus finnes ved;

$$\Rightarrow R_{disk1(2)} = 10\mu m, E_{poly} = 160\text{GPa}, \rho_{poly} = 2320 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}, \alpha_{poly} = 2.64, \kappa = 0.342 \Leftarrow$$

$$f_{02nom_{2nd}} = \frac{2.64 \cdot 0.342}{10e-6} \sqrt{\frac{160e9}{2320}} = 749.8 \text{ MHz}.$$

Vi kan altså forvente å finne resonansfrekvensene ved andre radial-bulk diskmodus i området rundt 750 MHz.

Jeg setter opp en egenfrekvensanalyse (slik illustrert i fig. 3.13), og finner følgende resonansfrekvenser; $f_{01_{2nd}} = 727.0908\text{MHz}$, og $f_{02_{2nd}} = 727.5584\text{MHz}$.

Tredje radial disk-modus

Ved å benytte oss av likning 3.2.12, kan øvre resonansfrekvens, $f_{02nom_{3rd}}$, for en STADIFAPP i tredje radial-bulk disk-modus finnes ved;

$$\Rightarrow R_{disk1(2)} = 10\mu m, E_{poly} = 160\text{GPa}, \rho_{poly} = 2320 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}, \alpha_{poly} = 4.21, \kappa = 0.342 \Leftarrow$$

$$f_{02nom_{3rd}} = \frac{4.21 \cdot 0.342}{10e-6} \sqrt{\frac{160e9}{2320}} = 1.1957 \text{ GHz}.$$

Vi kan altså forvente å finne resonansfrekvensene ved tredje radial-bulk diskmodus i området rundt 1.2 GHz.

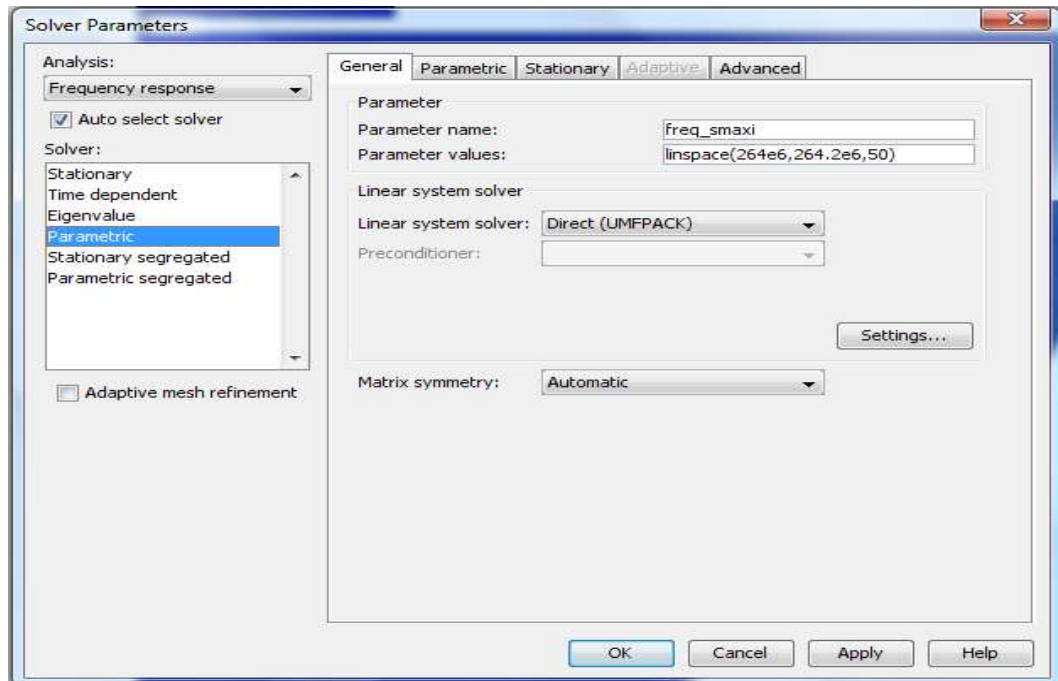
Jeg setter opp en egenfrekvensanalyse (slik illustrert i fig. 3.13), og finner følgende resonsfrekvenser; $f_{01_{3rd}} = 1.152568\text{GHz}$, og $f_{02_{3rd}} = 1.154835\text{GHz}$.

Vi ser at den utregnede verdien for resonansfrekvensen, ikke viker stort fra den simulerte estimerte verdien. Den utregnede verdien overestimerer litt, men dette var forventet.

3.3.5 Frekvensrespons

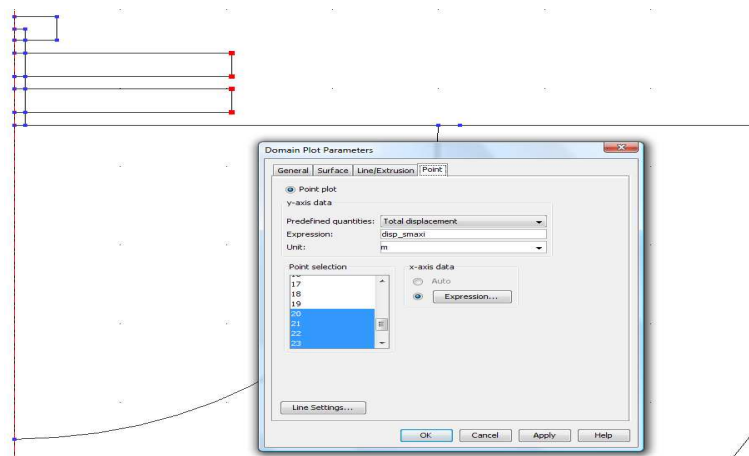
Etter at egenfrekvensanalysen har blitt foretatt, går steget videre til å kjøre frekvensrespons for de forskjellige radial-bulk disk-modusene.

Det blir satt opp en frekvensresponsanalyse, slik illustrert i figur 3.14. Punkter



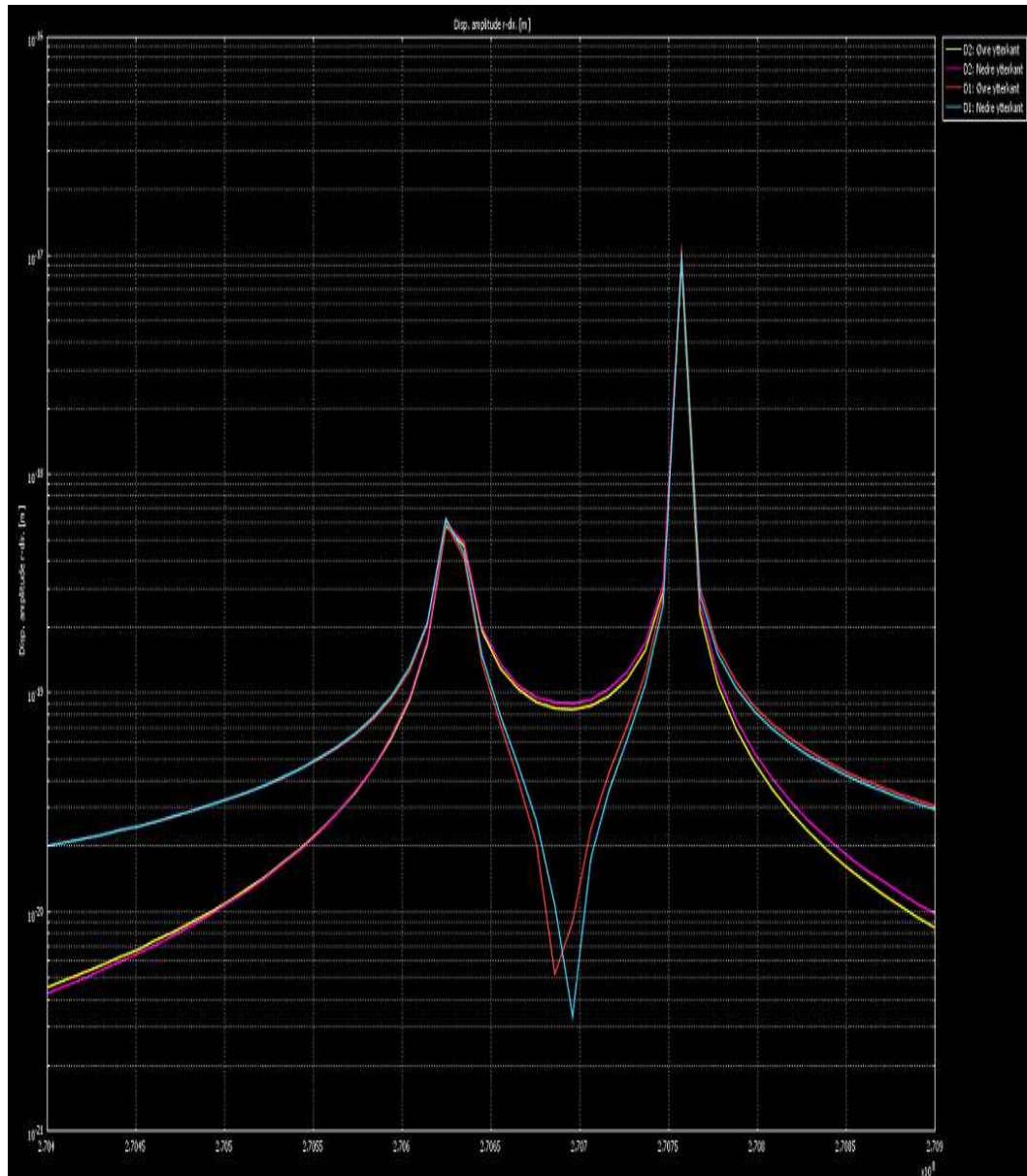
Figur 3.14: Illustrasjon oppsettet til frekvensresponsanalysen i COMSOL 3.4. Verktøyet blir bedt om å plot'e parametriske variabler mot varierende frekvens i området 270.4-270.9 MHz; altså for den første radial-bulk disk-modus.

som man ønsker å lese av responsen på, markeres (fig. 3.15) i COMSOL, og man får så en plot av frekvensresponsen i området 270.4-270.9 MHz.



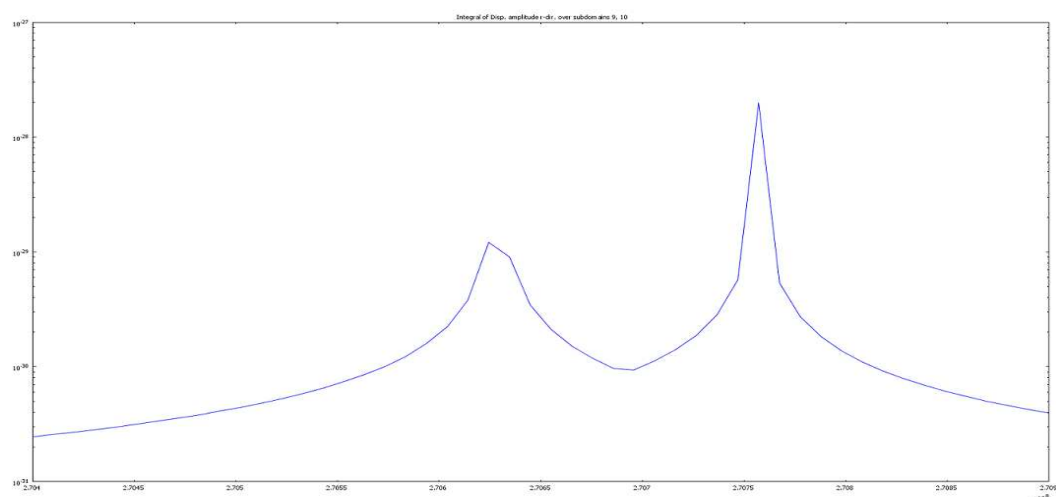
Figur 3.15: Ytterkant-punktene til diskskivene i modellen markeres, for å kunne lese av frekvensresponsen.

Figur 3.16 illustrerer frekvensresponsen i henhold til forflytning; den radielle forflytningsamplituden (i frekvensintervallet) av dette systemet, ifølge COM-SOL 3.4.



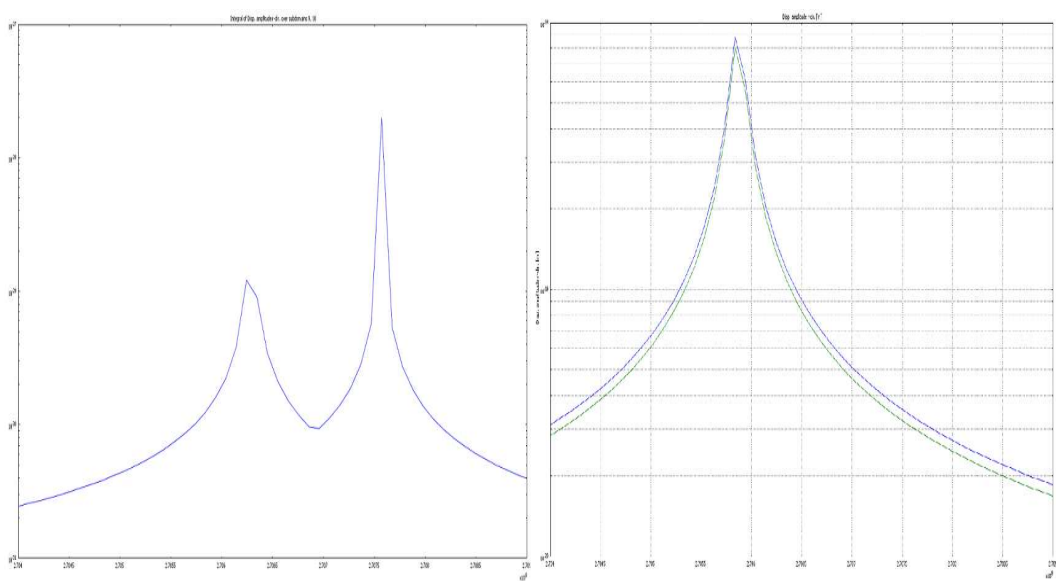
Figur 3.16: Illustrasjon av den radielle forflytningsamplituden, i forhold til frekvensen, ved de fire respektive ytterkant-punktene på disskivene til STADIFAPP-systemet.

Disse frekvenskarakteristikkene gjenspeiler det som blir avlest ved de øvre og nedre ytterkant-punktene til disskive 1 og 2, men dette gjenspeiler ikke det som leses av på utgangselektroden (port 2) under måling. Man må da integrere den radielle forflytningsamplituden som ytterkant-punktene tilbakeligger i sin helhet, og plotet som man da får, vil se ut som det som er illustrert i figur 3.17.



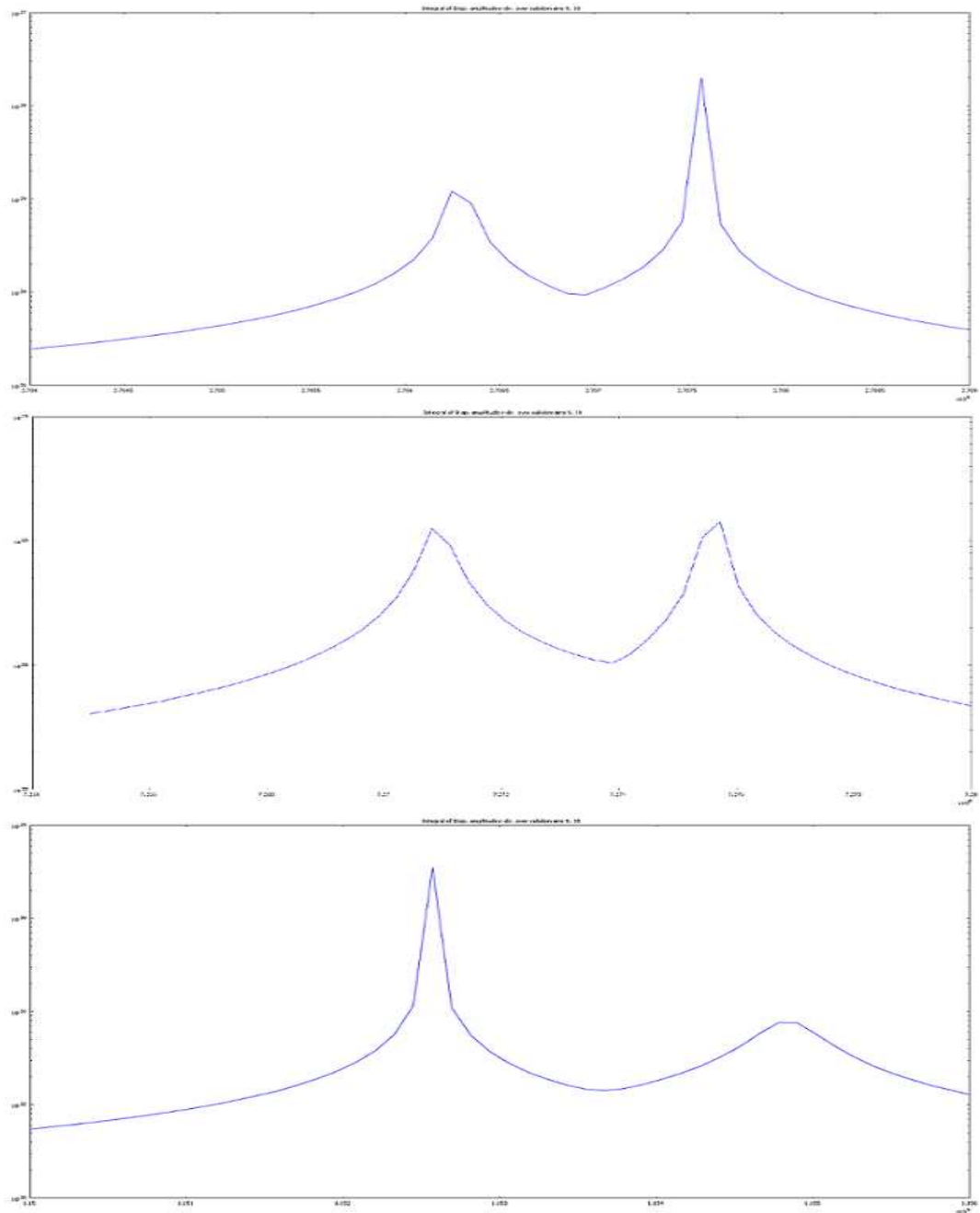
Figur 3.17: Illustrasjon av lest frekvensrespons, ekvivalent med den som forventes å leses ut fra utgangselektroden.

Man kan se at båndbredden er utvidet i forhold til båndbredden til en tilsvarende ordinær diskresonator med kun én skive (ref. fig. 3.18).



Figur 3.18: Sammenlikning av frekvensresponsen til en STADIFAPP (venstre) og en ordinær én-skivet diskresonator (med samme dimensjoner). Legg merke til at frekvenskarakteristikken (til STADIFAPP-enheten) fra andre resonansfrekvens, ikke er (så) ulik frekvenskarakteristikken til den ordinære diskresonatoren.

Det foretas også en frekvensresponsanalyse for andre og tredje radial-bulk disk-modus. Figur 3.19 viser plot'et til de tre forskjellige radial-bulk disk-modusene.

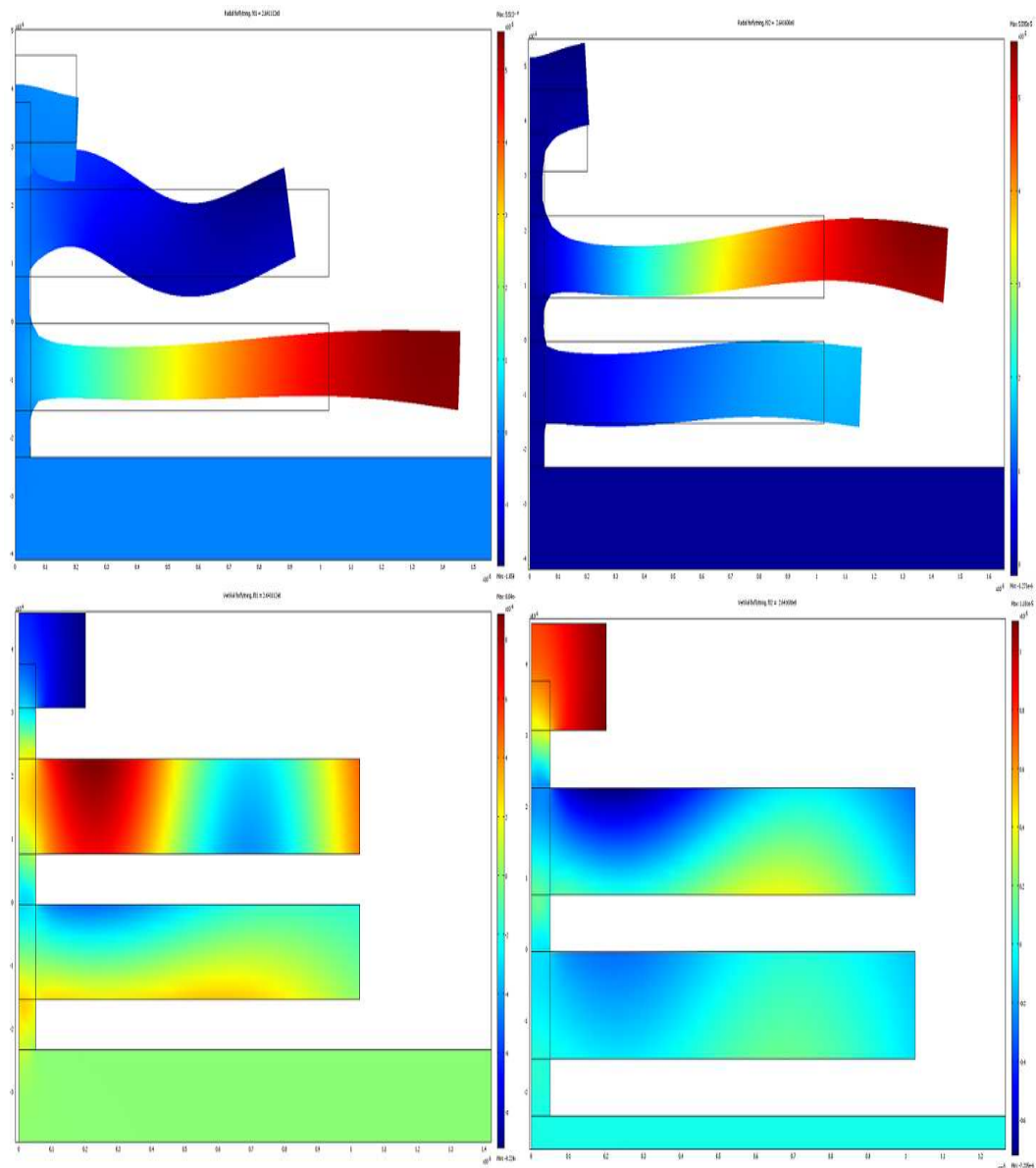


Figur 3.19: Illustrasjon av lest frekvensrespons ekvivalent med den som forventes å leses ut fra utgangselektroden, for de tre første radial-bulk disk-modusene. Første modus er øverst, og tredje modus er nederst.

Figur 3.19 illustrerer frekvensrespons mot radial forflytningsamplitude, men sannheten er at det også oppstår vertikale forflytninger; dette reflekterer det faktum at rene radielle moder ikke lar seg oppnå ved opphengte strukturer¹².

¹²Diskene er opphengte i stammen.

Figur 3.20 reflekterer den radiale og vertikale oppførselen til diskskivene ved resonans.



Figur 3.20: Illustrasjon av radial (øvre) og vertikal forflytning ved nedre og øvre resonansfrekvens.

Til tross for at den opprinnelige hensikten med diskresonatoren, var å kunne eksitere rene radiale modet, er det klart at det også oppstår bøyning på diskskivene. Mesteparten av forflytningene oppstår i diskskivene selv, men det oppstår også bevegelse på diskstammen.

3.3.6 ML (*Matched Layers*)

Siden det er upraktisk å modellere det fulle substratet til en MEMS-modell, kan man implementere en modell-grense (eng. *boundary*), med videre antakelser om at energi som krysser denne grensen går tapt (ref. fig. 3.9).

Man implementer et lag etter substratet -under FEM-analyse- som kan absorbere denne energien; Et slikt lag kalles *Matched layer* (ML). Ideelt sett, skal dette laget kunne absorbere alle akkustiske bølger (gjennom substratet), uten å reflektere disse tilbake til den overliggende strukturen.

COMSOL 3.4 tilbyr muligheten til å implementere et slik lag, PML (Perfectly Matched layers), for bruk under frekvensresponsanalysen.

Implementering av en *Matched Layer* domene er spesielt gunstig når man ønsker å simulere fram Q-faktoren til en MEMS-modell [3].

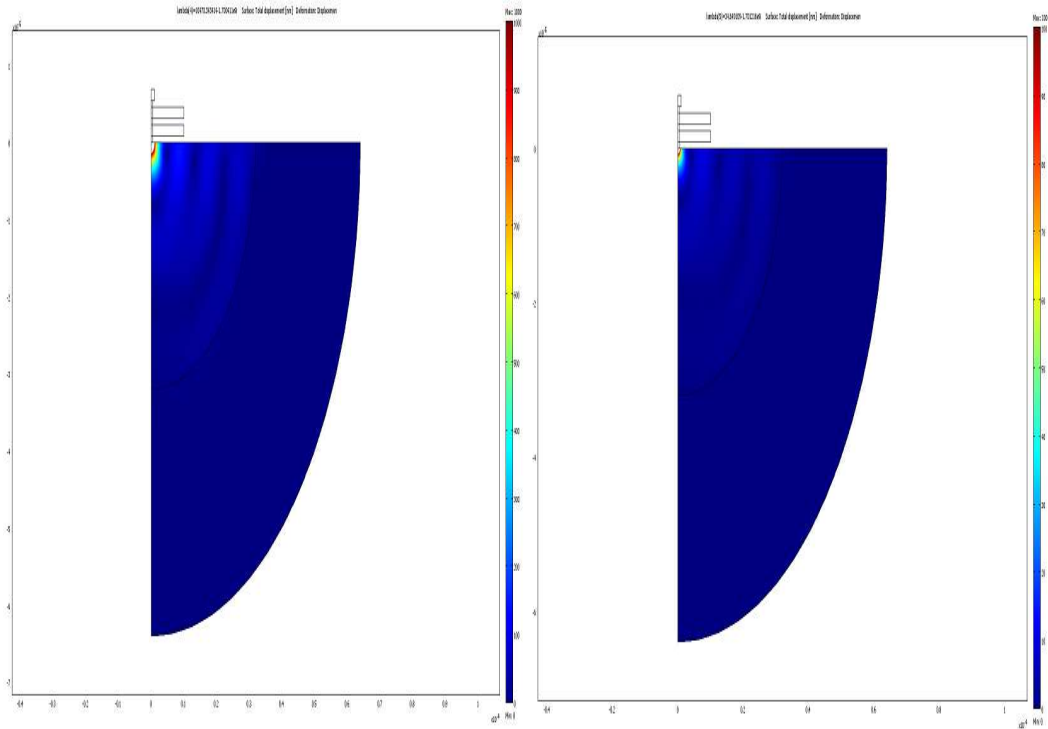
I COMSOL 3.4, er PML kun implementert i frekvensresponsanalysen. Der-som man ønsker å anvende en *Matched Layer* utover dette, er det fullt mulig å definere forenklede *Matched Layer* domener. Disse domenene er ikke like sofistikerte som PML-domener, da de kun matcher perfekt for normale akkustiske bølger, men det har blitt bevist at Q-faktorer kan finnes ved hjelp av disse med kun noen få prosenter avvik fra ved bruk av PML [15].

Materialeegenskapene E' , ρ' og σ' til den forenklede *Matched Layer* domenen defineres slik [15]:

$$\begin{aligned}E' &= jE/\alpha \\ \rho' &= -j\alpha\rho \\ \sigma' &= \sigma\end{aligned}\tag{3.3.1}$$

hvor E , ρ og σ er materialeegenskapene til materialet som de akkustiske bølgene går ut fra (og inn i *MatchedLayer* domenen); dette materialet er i dette tilfellet, substratlaget i STADIFAPP-modellen.

Figur 3.21 illustrerer forplantningen til akkustiske bølger, gjennom substratet.



Figur 3.21: Illustrasjon av bølgeforplantningen gjennom subbstratet ved første radial-bulk disk-modus, ved resonans. Bølgene blir dempet i *ML*-laget, og reflekterer -ideelt- ingen signaler tilbake til den overliggende overfalten (inngangen).)

3.3.7 Q-faktor

Q-faktoren er, som tidligere nevnt i skriptet, et mål for forholdet mellom lagret energi og tapt energi per syklus. Det finnes forskjellige matematiske definisjoner og noen av disse er;

$$Q = \frac{2\pi W_0}{\Delta W} = \frac{\omega_0}{2\delta}, \quad (3.3.2)$$

hvor W_0 er lagret energi, ΔW er energi tapt per syklus, ω_0 er den naturlige frekvensen, δ er dempefaktoren.

Q-faktoren kan også defineres som;

$$Q = \frac{\omega_0}{BW}, \quad (3.3.3)$$

hvor ω_0 er resonansfrekvensen, BW er båndbredden.

Det er også mulig å definere Q-faktoren slik;

$$Q = \left| \frac{Im(\lambda)}{2Re(\lambda)} \right|, \lambda j\omega = 2\pi f \Leftrightarrow f = \frac{\lambda}{j2\pi} \quad (3.3.4)$$

hvor λ er en kompleks eigenverdi.

Likning 3.3.4, benyttes i dette tilfellet for å finne Q-verdier ved hjelp en *ML*-domene, etter å ha satt opp og kjørt en *eigenvalue*-analyse i COMSOL 3.4.

Ved bruk av COMSOL, og av likning 3.3.4, kom jeg fram til følgende Q-faktor i første radial-bulk disk-modus; $Q_{1st} = 81201$, $Q_{2st} = 2454914$.

I andre radial-bulk disk-modus, får jeg følgende verdier; $Q_{12nd} = 19902$, $Q_{22nd} = 167263$.

I tredje radial-bulk disk-modus, får jeg følgende verdier; $Q_{13rd} = 3049$, $Q_{23rd} = 299962$.

Disse resultatene virker veldig overestimerte, spesielt når det har vært noen artikler (som f.eks. [9]), med typiske Q-verdier på 7000-15000 på tilsvarende strukturer¹³. COMSOL klarer ikke å estimere verdier som undertegnede hadde forventet. Undertegnede er litt usikker på hva det kommer av. Dette kan komme av at resonanstoppene i frekvenskarakteristikken til STADIFAPP-modellen er for høye. Det kan også hende at mine innstillinger i COMSOL 3.4 avviker fra de som trengs for å få riktig-estimerte Q-verdier.

3.3.8 Avstanden mellom diskskivene, Ψ_{skiv}

Simuleringene kjøres om igjen med avstand mellom skivene på $0.4\mu\text{m}$, og $1.6\mu\text{m}$. Dette er for å se hvilken effekt denne parameteren (Ψ_{skiv}) har, og den mest opplagte måten å undersøke dette på, er å se på resonansfrekvensene til de forskjellige modellene.

Resultatene fra denne undersøkelsen finnes i tabell 3.3.

DISKA VSTAND, Ψ_{skiv}	f_{01}	f_{02}	Δf_0
$0.4\mu\text{m}$	270.6326MHz	270.8809MHz	248.3kHz
$0.8\mu\text{m}$	270.6288MHz	270.7569MHz	128.1kHz
$1.6\mu\text{m}$	270.6235MHz	270.69684MHz	73.3kHz

Tabell 3.3: Verdier som illustrerer effekten av avstanden mellom diskskivene, simulert med høy meshoppløsning

Ifølge resultatene fra COMSOL 3.4, øker båndbredden i takt med minkende avstand mellom diskskivene; noe frekvensforskjellen i resonansfrekvensene reflekterer. Det er klart at avstanden mellom skivene bør være liten, for å kunne oppnå en stor båndbredde, men denne avstanden bør være stor nok, slik at man ikke får problemer med å etse vekk offerlaget i mellom diskene under mikromaskinering.

¹³For en vanlig diskresonator, med én diskskive.

Man bør også ta faren for at diskene klebes sammen i betraktning, for dette vil nemlig gå utover funksjonaliteten til STADIFAPP-enheten. Man skal også være obs på at de radielle forflytningsamplitudeforskjellene (som sørger for den ene resonansen) minker når avstanden mellom skivene minker. Dette vil da gi mindre resonansutslag ved den ene resonansfrekvensen (\rightarrow Lavere Q!).

3.3.9 Effekten av diskdiameter, $2R_{disk}$

Her skal vi se effekten som diskradiusen har på modellen. Det settes opp fire forskjellige modeller, med respektive parametre, R_{disk} , lik henholdsvis $10\mu\text{m}$, $15\mu\text{m}$, $18\mu\text{m}$ og $20\mu\text{m}$. Alle disse modellene har en diskavstand på $0.8\mu\text{m}$, og en stammeradius på $0.5\mu\text{m}$. Resultatene fra denne undersøkelsen finnes i tabell 3.4.

DISRADIUS, R_{disk}	f_{01}	f_{02}	Δf_0
$10\mu\text{m}$	270.6288MHz	270.7569MHz	128.1kHz
$15\mu\text{m}$	180.4411MHz	180.4251MHz	16kHz
$18\mu\text{m}$	150.1642MHz	150.3592MHz	195kHz
$20\mu\text{m}$	135.3396MHz	135.3238MHz	15.8kHz

Tabell 3.4: Verdier som illustrerer effekten av diskradiusen, simulert med høy meshoppløsning.

Den klareste beslutningen man kan trekke fram, er at modefrekvensene blir lavere, jo større diskskivene som benyttes er. Båndbredden blir også mindre (med unntak av modellen med R_{disk} lik $18\mu\text{m}$), men man kan forvente at Q-faktoren øker, som følge av større diskvolum.

3.3.10 Effekten av stammediameter, $2R_{stem}$

Her skal vi se på effekten som stammediameteren har på modellen. Det settes opp seks forskjellige modeller, med varierende stammeradius, R_{stem} , fra $0.5\mu\text{m}$ til $3\mu\text{m}$. Alle disse modellene har en diskavstand på $0.8\mu\text{m}$, og en diskradius på $10\mu\text{m}$, og med en disktykkelse på $1.5\mu\text{m}$. Resultatene fra denne undersøkelsen finnes i tabell 3.5.

STAMMERADIUS, R_{stem}	f_{01}	f_{02}	Δf_0
$0.5\mu\text{m}$	270.6288MHz	270.7569MHz	128.1kHz
$1.0\mu\text{m}$	270.966MHz	271.358MHz	392kHz
$1.5\mu\text{m}$	272.3656MHz	273.0435MHz	677.9kHz
$2.0\mu\text{m}$	274.9288MHz	275.475MHz	546.2kHz
$2.5\mu\text{m}$	278.0723MHz	279.6627MHz	1.5904MHz
$3.0\mu\text{m}$	281.4915MHz	286.1288MHz	4.6373MHz

Tabell 3.5: Verdier som illustrerer effekten av stammeradiusen, simulert med høy meshoppløsning.

Resultatene fra tabell 3.5 tilsier at resonansfrekvensene oppstår ved høyere frekvenser når stammeradiusen øker, og man kan også bemerke at båndbredden øker (med unntak av modellen med $R_{stem} = 2.0\mu\text{m}$, men likevel større enn referansen ($R_{stem} = 0.5\mu\text{m}$)), men (sammenliknet med referansen ($R_{stem} = 0.5\mu\text{m}$)) vil disskivene ha et mindre "fritt" område; dvs. et mindre område som de ikke har felles med stammen, og man kan da forvente et litt svakere utslag ved resonans (litt mindre Q-verdier).

3.3.11 Designerens valg

Egenskapene som en STADIFAPP-enhet får, avhenger av hvor designeren av denne ønsker å anvende den. Vi har sett at nøkkelparametre som Ψ_{skiv} , R_{disk} og R_{stem} , påvirker resonansfrekvensen, Q-verdien og båndbredden til filteret på sine egne måter. Det er da opp til designeren av enheten å balansere seg fram til et resultat som er tilfredstillende for bruksområdet.

PROSESSERING OG DESIGN AV STADIFAPP

Dette kapitlet vil ta for seg én metode for hvordan man kan gå fram ved prosessering og design av STADIFAPP. Det som menes med *prosessering* i denne sammenhengen,¹ er at det defineres en beskrivelse som –trinn for trinn– gjør rede for hvordan MEMS-enheten skal fremstilles ved mikromaskinering. Det som menes med *design*, er at det lages et fysisk utlegg som definerer utseendet og strukturen til MEMS-enheten. Man kan benytte seg av en rekke programmer for prosessering og design av MEMS-enheter, og blant disse programmene er *CoventorWare*.

4.1 Masketegning av STADIFAPP

Masketegningen gjøres på basis av det som defineres som maske i **.proc*-filen (ref. fig. 4.7) som lages i *CoventorWare*.

Under masketegning, er det ikke materialene som benyttes under mikromaskinering, som mønstres. Det som mønstres, er fotoresisten (PR) som benyttes på et materiale. Hvilke(t) materiale(r) som maskeres defineres i prosessfilen i *CoventorWare*.

Positiv fotoresist skal benyttes på alle maskene som benyttes i dette prosjektet; dette indikerer at fotoresisten skal ha sin virkning i det belyste området under mikromaskinering.

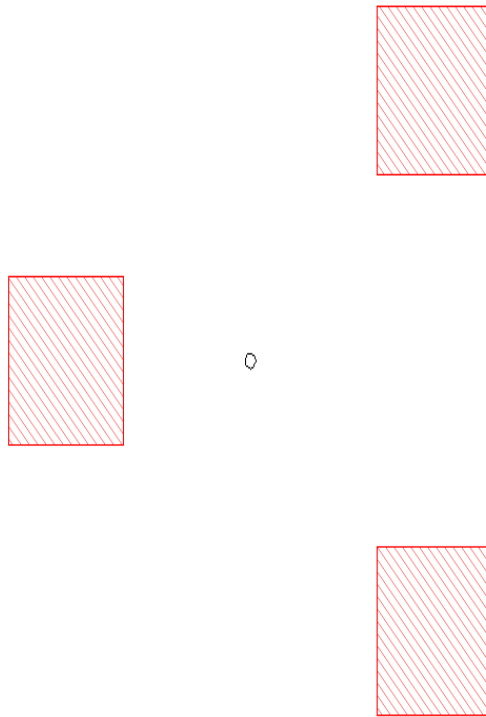
Masketegningen til STADIFAPP-enheten vil videre illustreres, maske for maske .

Masketegning i *CoventorWare* kan gjøres på samme måte som i mange andre tilsvarende programmer. Her utformes strukturene på MEMS-objektet på 2D-nivå, men det er dog viktig å tenke i 3D-perspektiv.

¹Mikromaskinering- eller nanostrukturering-sammenheng

Maske: *OXIDEHOLES*, ref. fig. 4.1

*Hull ned til substrat.



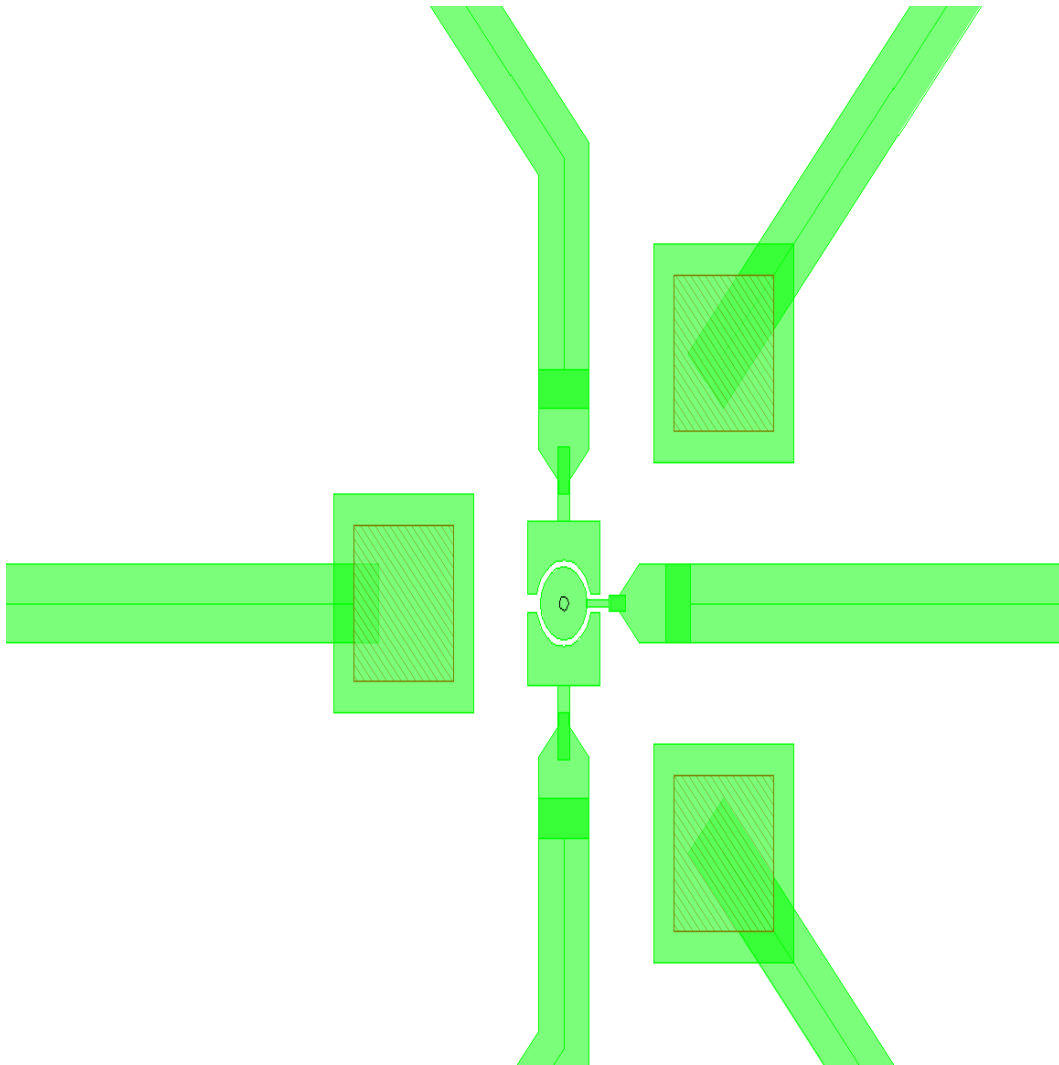
Figur 4.1: Her skal det etses ned til substrat. Det benyttes positiv fotoresist her, men masken som tegnes her avgrensner området som IKKE skal belyses.

Området som markeres av masken her skal IKKE være belyst. Her blir innstillingene (i *CoventorWare*) for denne masken satt slik at masken som mønstres her, befinner seg i det ikke-belyste området²; ergo vil etsing foregå på dette området selv om positiv fotoresist benyttes i prosessen (*.proc-filen).

²*CoventorWare* har et innstillingsvalg *-LIGHT/DARK MASK FIELD-* som har en 'default'-verdi på *LIGHT*; For denne masken blir verdien satt til *DARK*

Maske: *POLY1*, ref. fig. 4.2

- *Kontakt ned til substrat.
- *Disk- og elektrodestøtter.
- *Kontaktlinjer og tilkoplingspad'er



Figur 4.2: Poly-lag som danner kontakt ned til substrat og definerer overliggende kontaktlinjer, tilkoplingpad'er og disk- og elektrodestøtter.

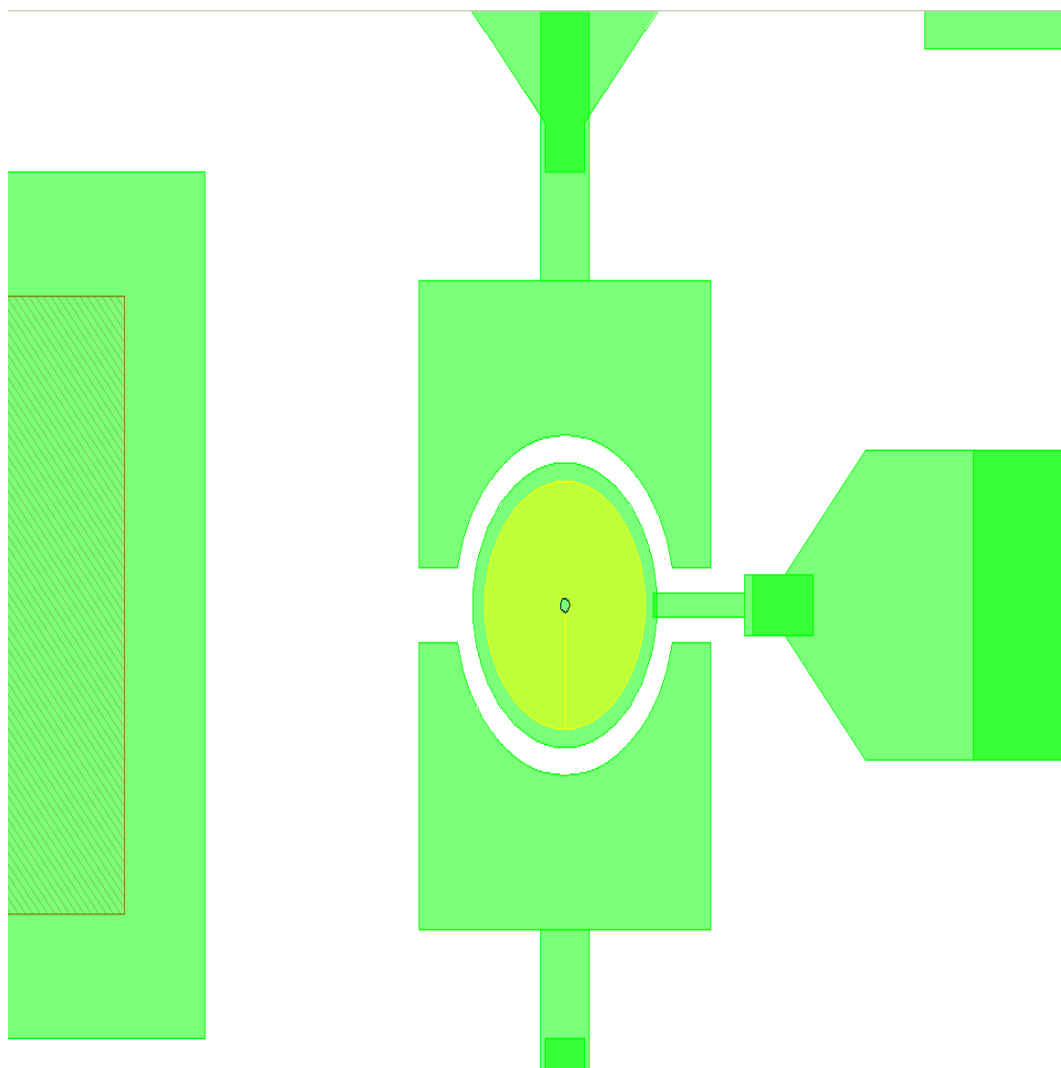
Området som markeres av denne masken, skal være belyst; ergo vil etsing -gjeldende for denne masken- foregå i området som ikke defineres i maskedesignet. Legg merke til at denne masken også overlapper **OXIDE HOLES**-masken. Det er viktig at denne overlappingen er tilstrekkelig, slik at isolasjonslaget (oksidlaget - ikke synlig i designet) over substratet ikke blir utsatt under etsing.

Visse design- og prosesseringsforhåndsregler må taes hensyn til under design. En regel som man bør ha klar for seg, er å gjøre rede for minimum linjebredde under design. Denne regelen avgrenses i større grad av verktøyet som benyttes under mikromaskinering. Til dette prosjektet, antas det at minimum linjebredde til $4\mu\text{m}$. Denne regelen skal overholdes, med ett unntak; stammediameteren.

Maske: *DISKSTRUCTURE*, ref. fig. 4.3

*Utforming av diskene.

*Etsing av et sentrert hull gjennom diskene.

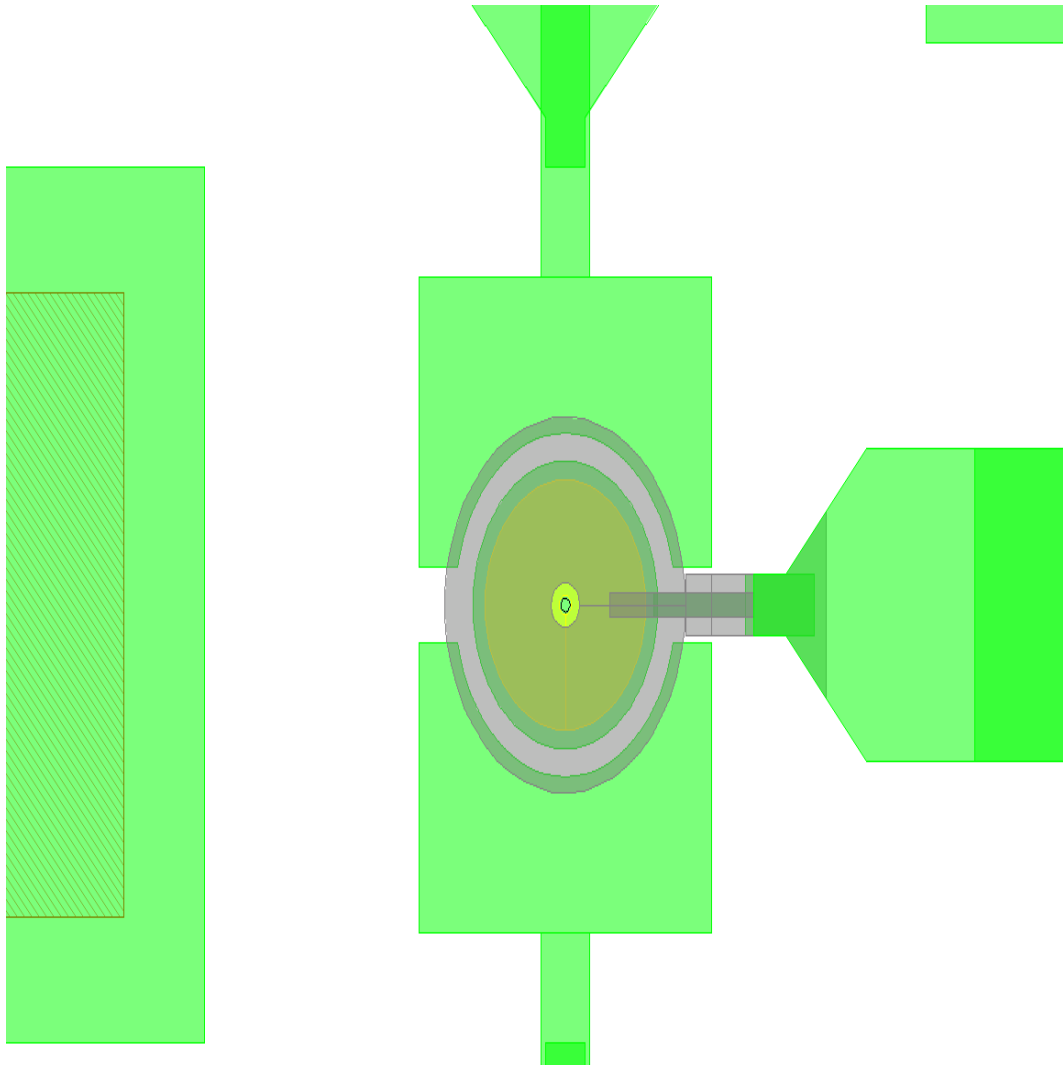


Figur 4.3: Denne masken definerer masken over diskene i denne strukturen. Et hull skal etses gjennom diskene.

Maske: *OXIDE*, ref. fig. 4.4

*Danner avstand mellom diskene og elektodene.

*Etser ved vekk offerlaget som fyller hullet gjennom diskene.



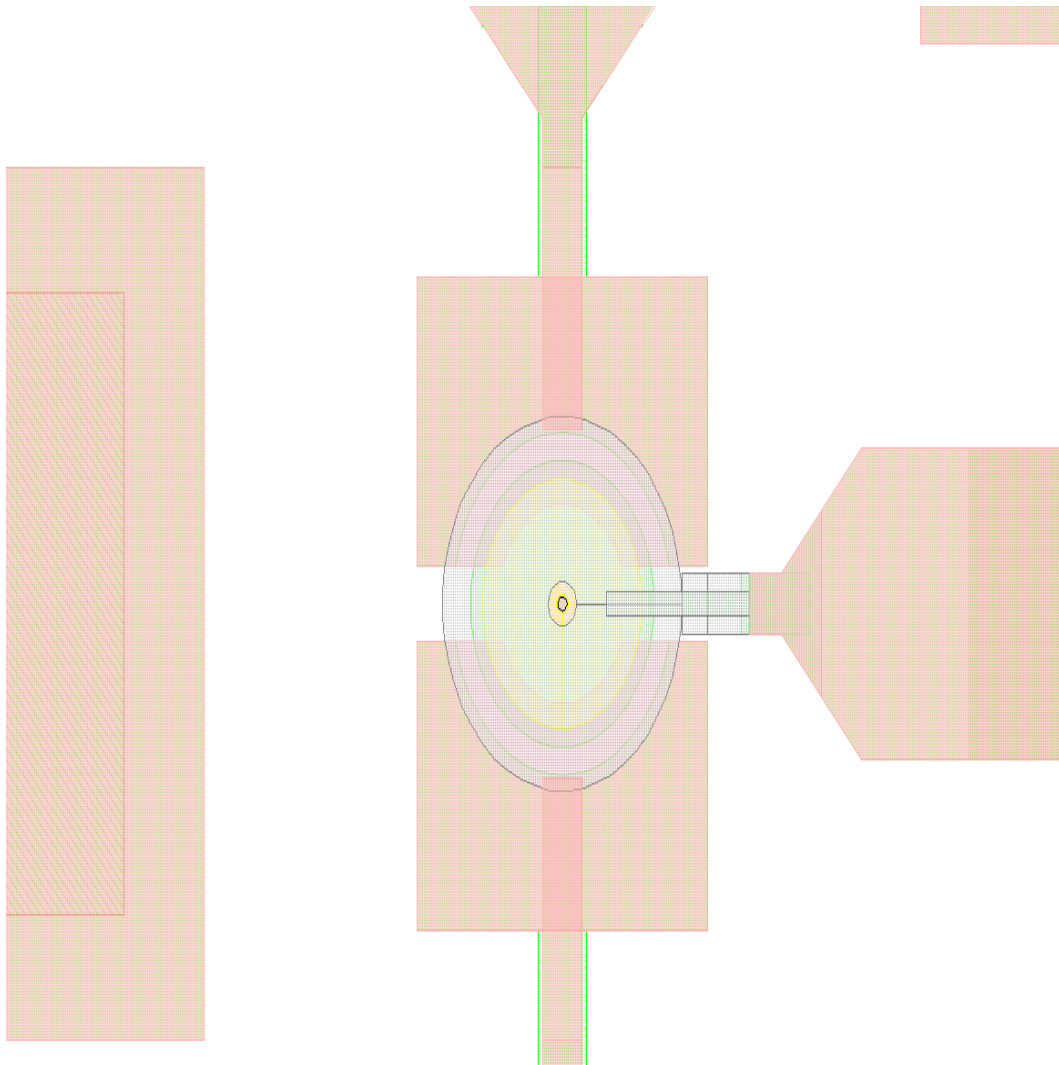
Figur 4.4: Oksilaget som definerer avstanden mellom diskene og elektrodene, defineres.

Maske: *ELECTRODES*, ref. fig. 4.5

*Mønstre fram elektrodene.

*Fyller stammen (selvopplinjerende).

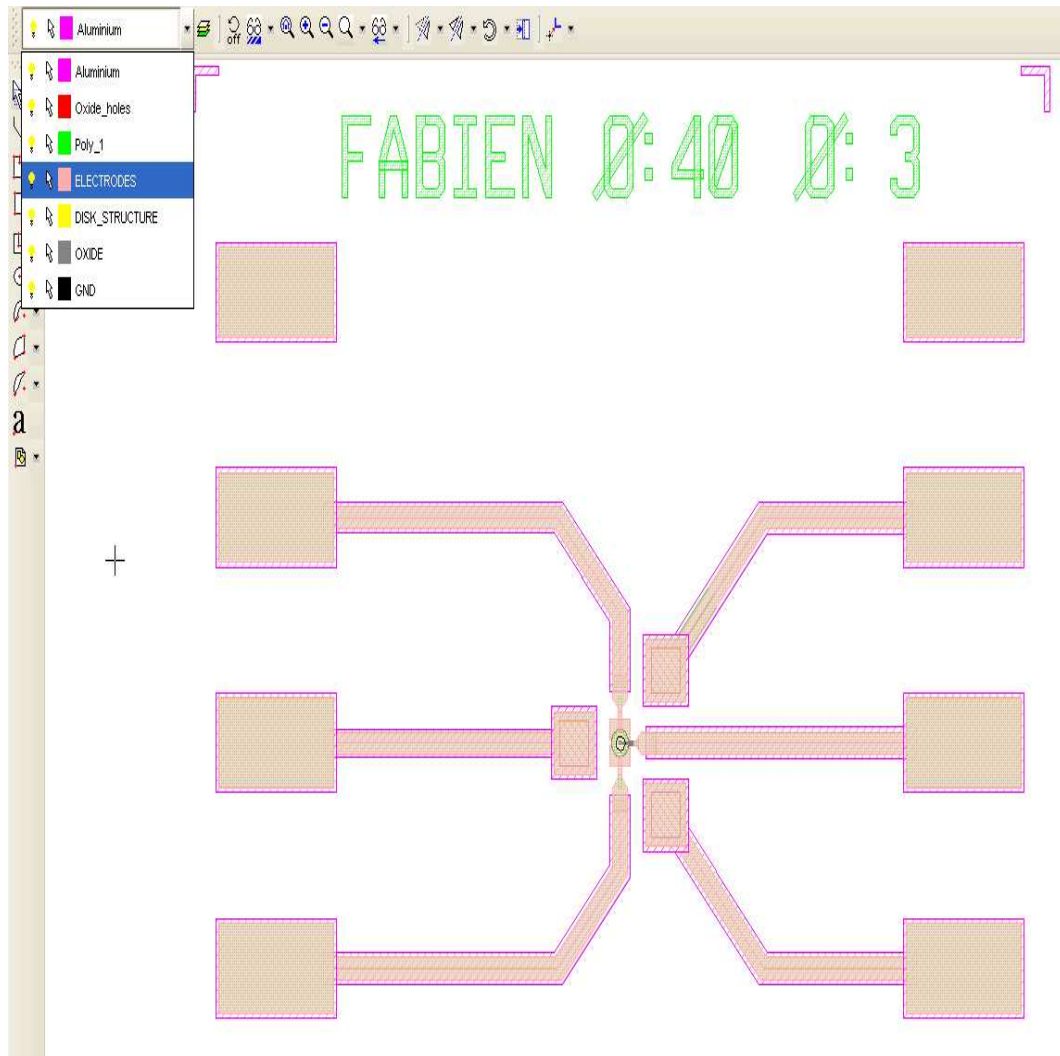
*Mønstre 'topphatten' til stammen.



Figur 4.5: Med denne masken, blir bl. a. den selvopplinjerende stammen og dens 'topphatt' realisert. Elektrodene rundt diskene blir også definert.

Maske: *ALUMINIUM*, ref. fig. 4.6

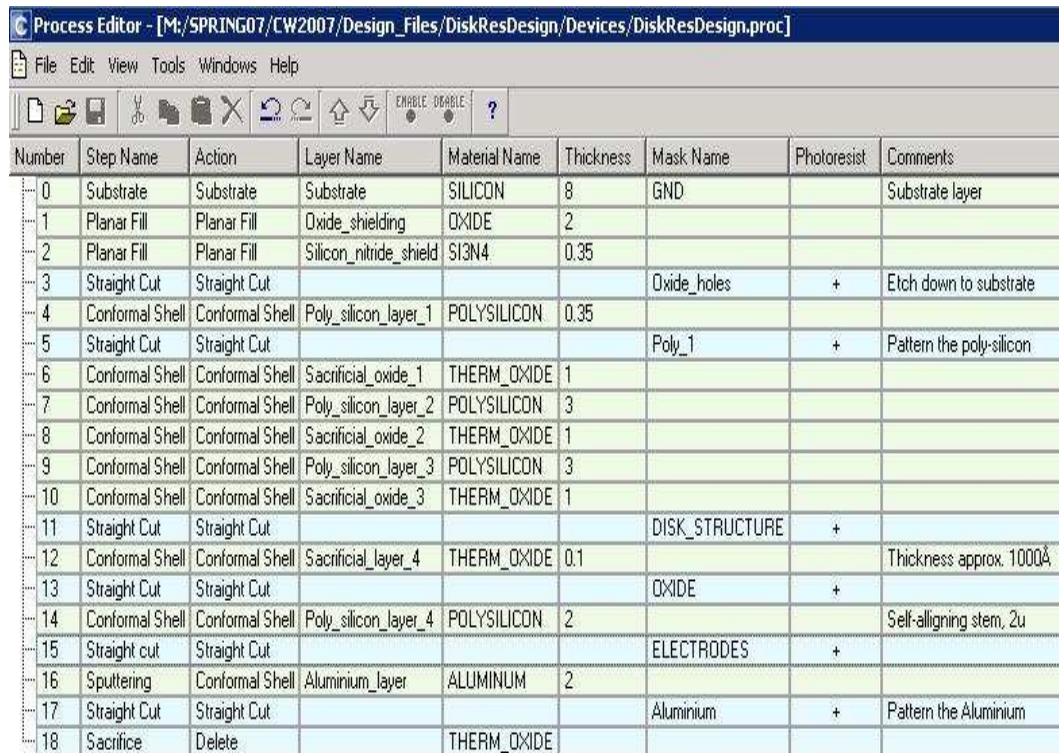
*Mønstre fram Aluminium.



Figur 4.6: Figuren illustrerer det ferdige systemet; dette etter at Aluminiums-masken har blitt tegnet. Dette er ett av flere design; Dette designet har en stammeradius på $1.5\mu\text{m}$, og diskradius på $20\mu\text{m}$.

4.2 Prosessering av STADIFAPP

Prosesseringen i *CoventorWare* defineres i en prosess-fil (*.proc, ref. fig. 4.7). Prosessen som benyttes i denne oppgaven er inspirert av [9].



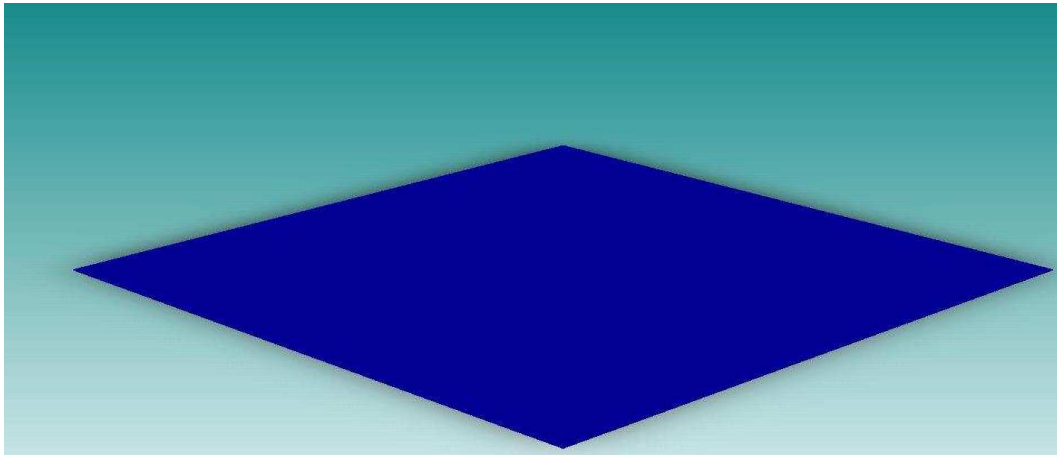
The screenshot shows the 'Process Editor' window with the title bar 'Process Editor - [M:/SPRING07/CW2007/Design_Files/DiskResDesign/Devices/DiskResDesign.proc]'. The menu bar includes 'File', 'Edit', 'View', 'Tools', 'Windows', and 'Help'. Below the menu is a toolbar with icons for file operations and process control. The main area contains a table with 18 rows, each representing a step in the manufacturing process.

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist	Comments
0	Substrate	Substrate	Substrate	SILICON	8	GND		Substrate layer
1	Planar Fill	Planar Fill	Oxide_shielding	OXIDE	2			
2	Planar Fill	Planar Fill	Silicon_nitride_shield	Si3N4	0.35			
3	Straight Cut	Straight Cut				Oxide_holes	+	Etch down to substrate
4	Conformal Shell	Conformal Shell	Poly_silicon_layer_1	POLYSILICON	0.35			
5	Straight Cut	Straight Cut				Poly_1	+	Pattern the poly-silicon
6	Conformal Shell	Conformal Shell	Sacrificial_oxide_1	THERM_OXIDE	1			
7	Conformal Shell	Conformal Shell	Poly_silicon_layer_2	POLYSILICON	3			
8	Conformal Shell	Conformal Shell	Sacrificial_oxide_2	THERM_OXIDE	1			
9	Conformal Shell	Conformal Shell	Poly_silicon_layer_3	POLYSILICON	3			
10	Conformal Shell	Conformal Shell	Sacrificial_oxide_3	THERM_OXIDE	1			
11	Straight Cut	Straight Cut				DISK_STRUCTURE	+	
12	Conformal Shell	Conformal Shell	Sacrificial_layer_4	THERM_OXIDE	0.1			Thickness approx. 1000Å
13	Straight Cut	Straight Cut				OXIDE	+	
14	Conformal Shell	Conformal Shell	Poly_silicon_layer_4	POLYSILICON	2			Self-aligning stem, 2u
15	Straight cut	Straight Cut				ELECTRODES	+	
16	Sputtering	Conformal Shell	Aluminium_layer	ALUMINUM	2			
17	Straight Cut	Straight Cut				Aluminium	+	Pattern the Aluminium
18	Sacrifice	Delete		THERM_OXIDE				

Figur 4.7: Figuren illustrerer prosesseringen slik det gjøres i *CoventorWare*. Deponerings- og etsesteg listes opp i en *.proc-fil, og ved hjelp av f.eks. en masketegning i en 2D-layout fil, skal man kunne realisere 3D-designet.

Her definerer man stegene (eng. *steps*) som skal gjennomføres under mikro-maskinering. På denne måten forenkler *CoventorWare* prosesseringen, som hovedsaklig er bestående av deponeringssteg og etsesteg.

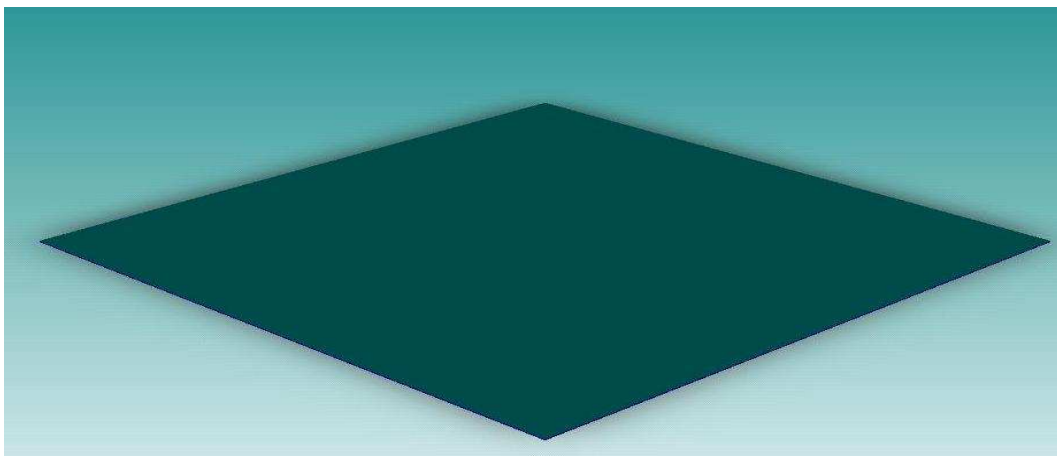
CoventorWare-prosessen starter med et *substrat*-steg (ref. fig 4.8).



Figur 4.8: Figuren illustrerer det definerte substratet -i *.proc-filen- i 3D.

Det er ønskelig med lav motstand gjennom substratet for å oppnå høy konduktivitet. For å realisere dette under mikromaskinering, tar man utgangspunkt i et silisium-*p*-"wafer" som dopes med fosforoksidklorid, $POCl_3$.

Neste steg går ut på å deponere et isolasjonslag, som er bestående av to forskjellige materialer. Disse må da naturligvis defineres gjennom to *steps* i CoventorWare. Passende tykkelser på disse lagene blir også angitt i prosessfila. Det første laget som deponeres av disse to, er et *oksidlag* (LPCVD HTO)³ (ref. fig. 4.9).

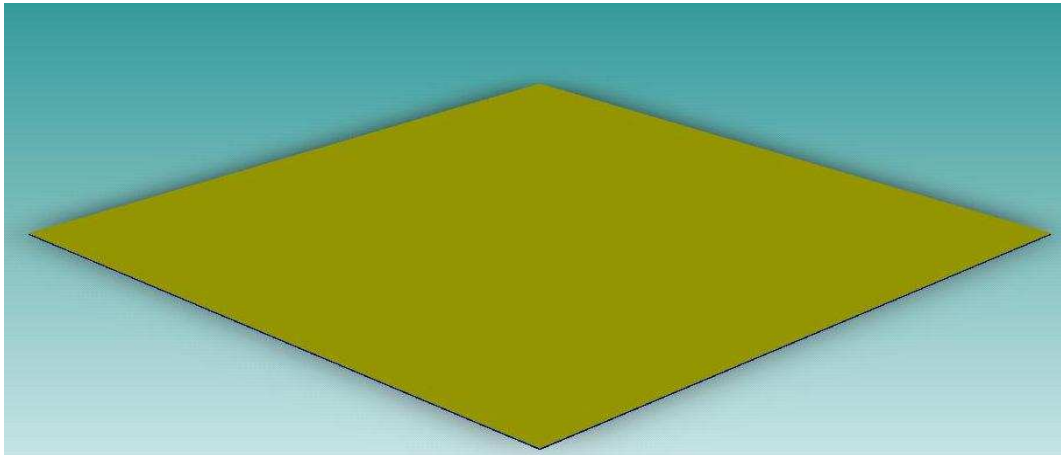


Figur 4.9: Figuren illustrerer det definerte oksidlaget -i *.proc-filen- i 3D.

Dette oksidlaget kan være framstilt av følgende kjemiske sammensetting; $SiCl_2H_4/N_2O$.

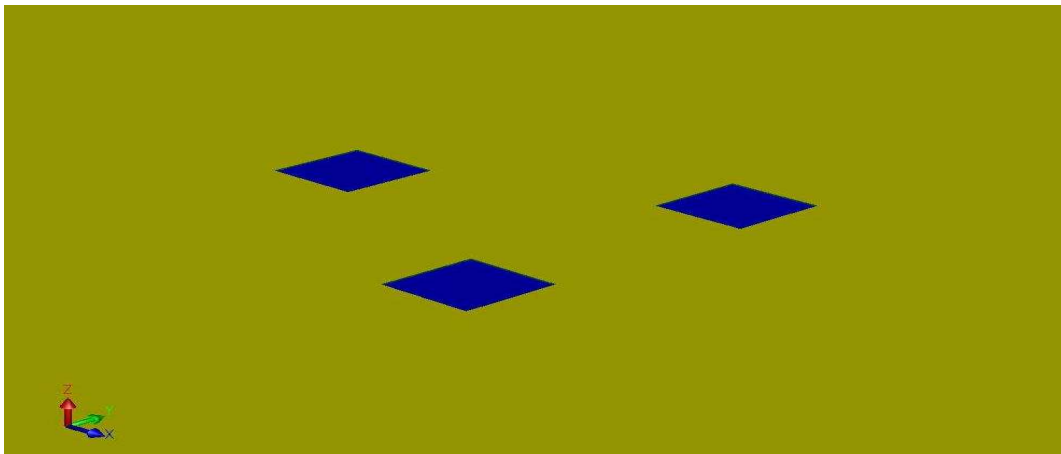
³Low Pressure Chemical Vapor Deposited High Temperature Oxide

Det andre laget som deponeres er silisiumnitrid⁴, Si_3N_4 (ref. fig. 4.10); og slik oppnår man isolasjon fra det underliggende substratet.



Figur 4.10: Figuren illustrerer det definerte Si_3N_4 -laget -i *.proc-filen- i 3D.

Videre etses hull i et (eller flere) bestemt(e) område(r) (som defineres i masketegningen) ned til substratet (ref. fig. 4.11); I prosessfila til *CoventorWare* presiserer man den type fotoresistmaske som skal benyttes under mikro-maskinering.

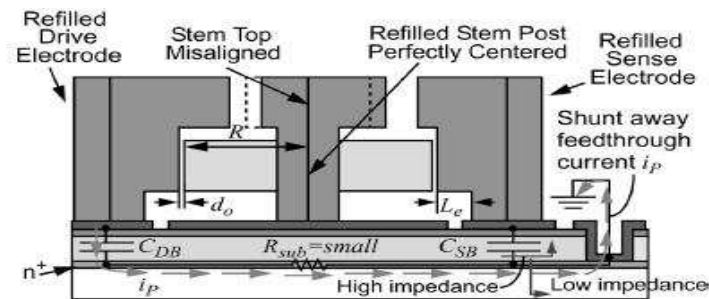


Figur 4.11: Figuren viser en innzoom'et illustrasjon av hullene som defineres i *.proc-filen og struktureres i lay'outen, 3D.

Maskenavnet som benyttes er **OXIDE HOLES**. Her kan man eksempelvis bruke positiv(+) fotoresist; Positiv(+) fotoresist vil angi at etsingen skal virke i det belyste området.

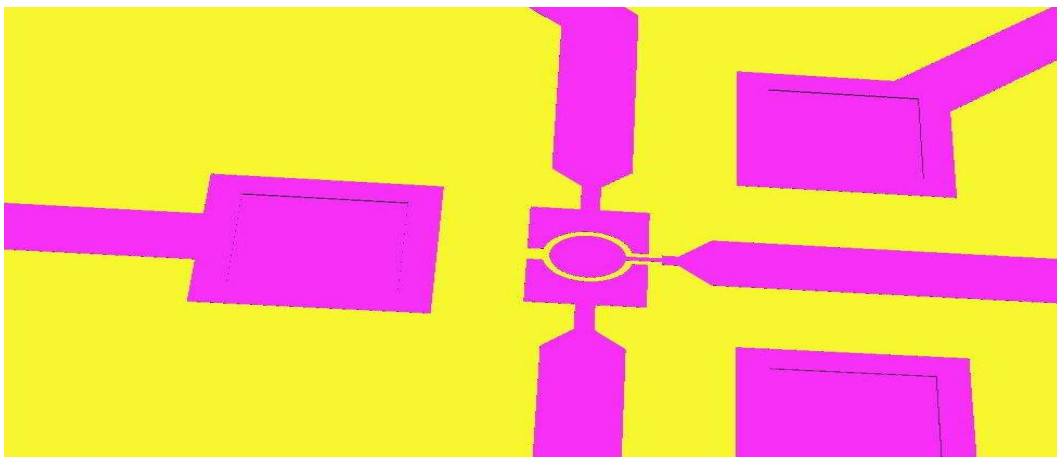
⁴Benyttes til passivering.

Videre vil man være interessert i å deponere et polysilisium-lag som vil kunne danne kontakt ned til substratet, og være tilgjengelig på den overliggende flaten. Slik hindrer man også at flytende strøm gjennom substratet (eng. *Shunt away feedthrough current*) påvirker overliggende strukturer (ref. fig. 4.12).



Figur 4.12: Figuren illustrerer et tversnitt av en diskresonator. Illustrasjon viser hvordan man kan forsikre seg om at flytende strøm gjennom substratet ikke påvirker overliggende strukturer. Figuren illustrerer også et tilfelle der alt på designet av resonatoren er riktig plassert bortsett fra stammetoppen (eng. Stem Top). Ingen Q-faktor degradering som følge av feilplassert stammetopp (så fremt selve stammen er sentrert), siden stammetoppen er "festet" til et nodepunkt som "aldri" er i bevegelse, mens disken vibrerer [9].

Dette polysilisium-laget skal også være strukturert slik at disk- og elektrostøtter, og nødvendige *interconnects* blir tilgjengelige. Dette kan realiseres ved å definere et deponeringssteg og et etsesteg; Maskenavnet kan være *Poly 1* (ref. fig. 4.13).



Figur 4.13: Figuren illustrerer det strukturelle polysilisiumlaget som definerer bl. a. støtten til diskene (zoomet), 3D.

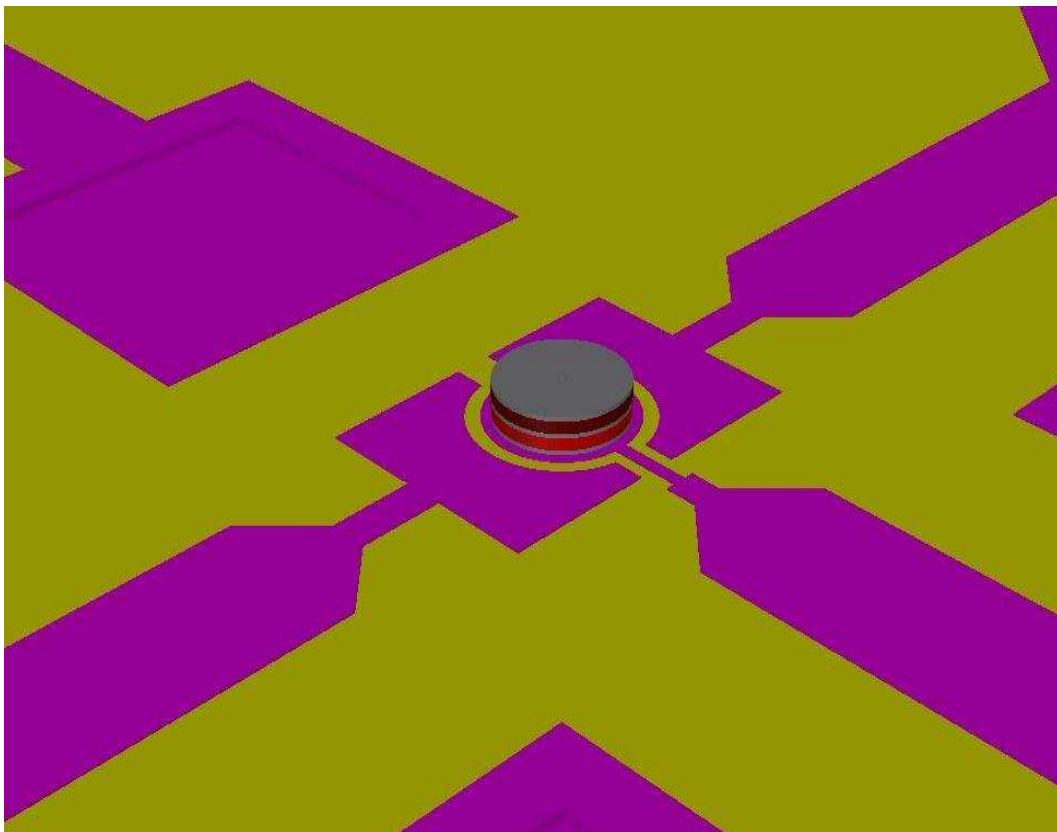
Det er viktig at det sirkulære området som definerer diskstøtten er større enn diskdiameteren, og tilstrekkelig stort slik at man unngår at diskene kommer utenfor dette området ved et eventuelt avvik i posisjonering (eng. *misalignment*) under mikromaskinering.

Neste *step* går ut på å deponere et oksidlag med passende tykkelse, som skal fungere som offerlag. Man legger et offerlag her for å definere avstanden opp til neste lag - den 'nedre diskskiven'.

Videre skal de polysilisium-lagene -som de to disk-skivene vil kunne formes utifra- deponeres. Dette gjøres ved først å deponere det ene laget, deretter et offerlag, så det andre laget.

Det legges så videre et nytt oksidlag over det andre polysilisium-laget (tredje som er deponert) for å kunne lage avstand opp til neste lag.

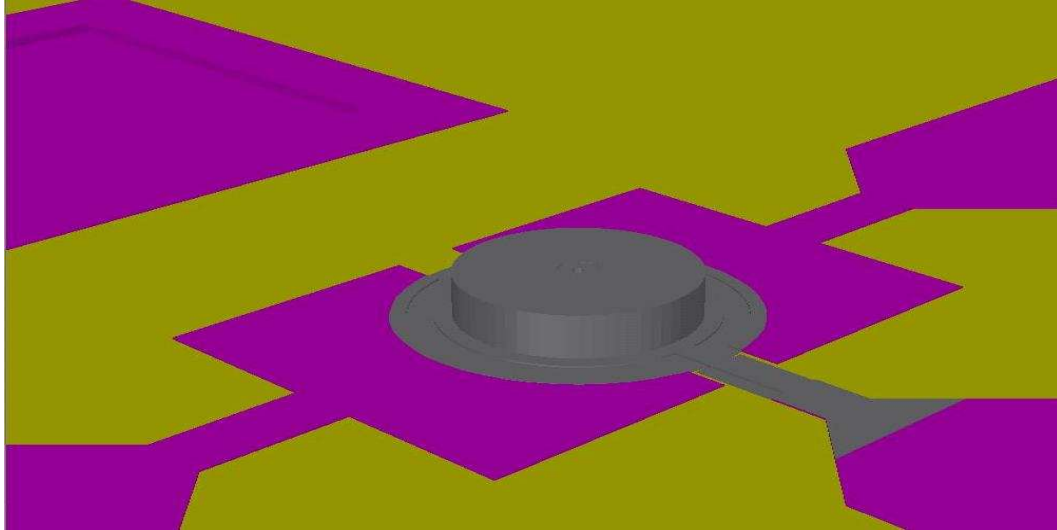
Deretter blir offerlagene og poly-lagene strukturert, ref. fig. 4.14.



Figur 4.14: Figuren illustrerer de to strukturelle polysilisiumlagene etter at disse har blitt definert som to disk-er med hull i sentrum (zoomet), 3D.

Det lages et hull i sentrum av diskene; Det vil etses gjennom begge disk-skivene og offerlagene i denne prosessen. Diskene kan ta skader, og føre til at man får uønskede resultater. Diskene må derfor ha en god PR-maske, som beskytter dem tilstrekkelig mot skader.

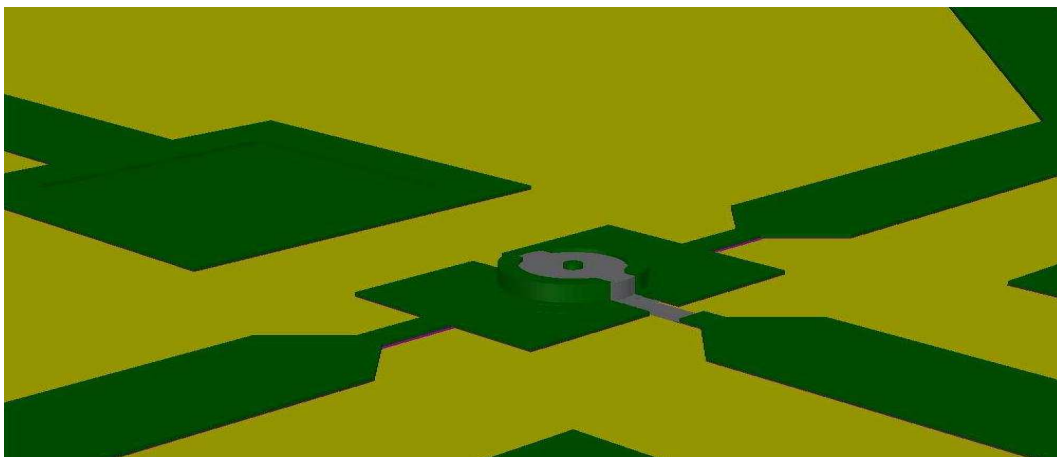
Det legges så et nytt lag med offerlag (*Sacrificial layer 4*, ref. fig. 4.7) for å definere sideavstanden fra diskene til elektrodene⁵. Videre blir offerlaget strukturert, og offerlag-fyllet i hullet reservert til stammen, blir også etset vekk (ref. fig. 4.15).



Figur 4.15: Figuren illustrerer oksidlaget som definerer avstanden mellom diskene og elektrodene, 3D.

Etsingen kan bli en krevende oppgave her under mikromaskinering, for en prosess som inngår etsing på forskjellige høydenivåer.

Videre deponeres et tykt lag med polysilisium, som så dopes⁶ med $POCl_3$. Polysilisium-laget skal så struktureres med DRIE⁷ slik at elektrodene rundt diskskivene og 'topphatten' til stammen formeres. Maske-navnet kan være **Electrodes** (ref. fig. 4.16).



Figur 4.16: Figuren illustrerer en STADIFAPP som tar form, 3D. 'Topp hatten' til stammen og elektrodene rundt diskene formes.

⁵Typisk tykkelse på dette laget er ca. 1000Å.

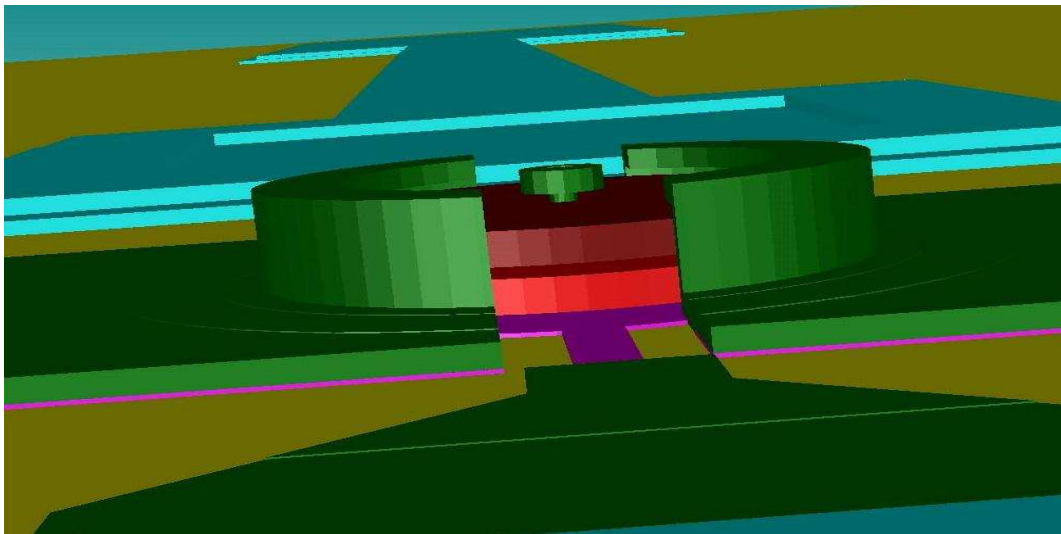
⁶Dopingen utføres for å minke stress på materialet som skal fylle stammeåpningen.

⁷DRIE - Deep Reactive Ion Etch, egnet for dype hull.

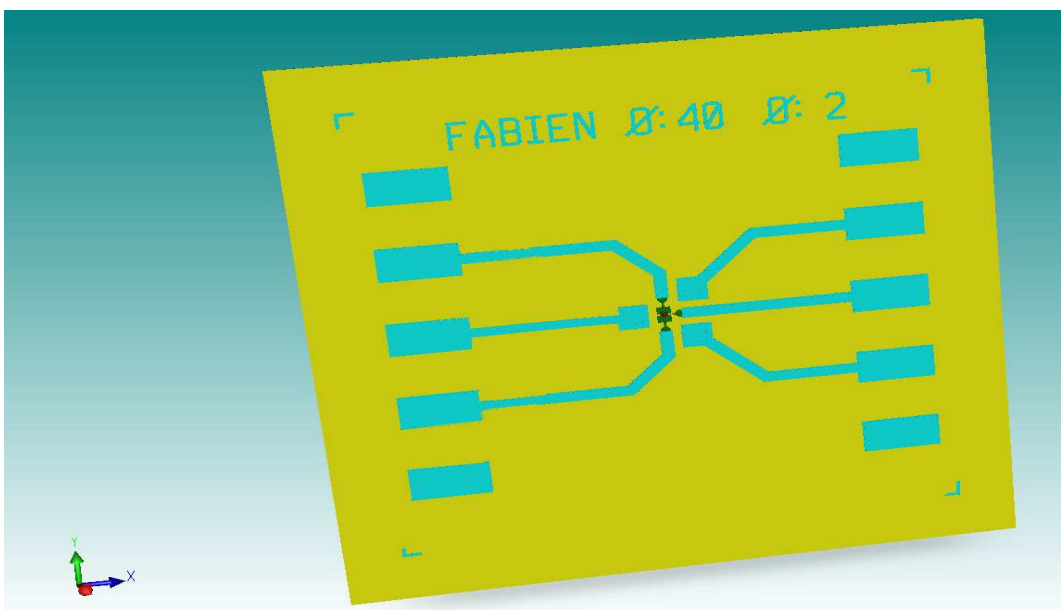
Aluminium kan benyttes og legges over eksisterende polisilisumstrukturer, som innbefatter kontaktlinjer og tilkoplingspad'er. Dette gjør det mulig å opprette en pålitelig elektrisk forbindelse over hele systemet og redusere resistiv tap, og forenkler en eventuell måleprosess på det ferdige systemet. Alternativt, kan kobber, Cu , benyttes, da metallet har mindre resistiv tap.

I avsluttende steg, blir så oksidlagene -med rolle som offerlag- etset vekk i en 49% HF-løsning (syre).

Det vil -under mikromaskinering- være nødvendig å tørke MEMS-objektet etter at offerlagene har blitt etset vekk, og også fjerne eventuelle etserester. Man benytter da en intens form for CO_2 -tørking.



Figur 4.17: Figuren illustrerer det ferdige designet av STADIFAPP (ZOOM'et), 3D.



Figur 4.18: Figuren illustrerer det ferdige, fullstendige designet til et STADIFAPP-system, 3D.

STADIFAPP: BRUKSOMRÅDER

Det er blitt vist at en STADIFAPP er en diskresonator, bestående av mer enn én opphengt disskive. Det har også blitt vist at slike strukturer har liknende frekvenskarakteristikk som konvensjonelle aktive¹ og passive² båndpass-filtre.

Den mest utbredte bruken av båndpass-filtre er, per dags dato, i trådløse kommunikasjonssystemer. Oppgaven til et slikt filter blir å begrense båndbredden til signalet som går gjennom det til et område som gjør det mulig å håndtere informasjonen (signalet) som overføres, i ønsket form og hastighet.

I digitale systemer, er det mulig å anvende et båndpass filter foran en A/D-omformer, slik at kun signalene innenfor et valgt frekvensområde, blir omformet. På denne måten, hindrer man at uønskede signaler slipper gjennom.

Figur 5.1 illustrerer den estimerte utviklingen av trådløse transceiver-enheter på mottaker-delen (*front-end*), etterhvert som disse trådløse enhetene blir enda mer multi-anvendelige enn det de allerede er nå.

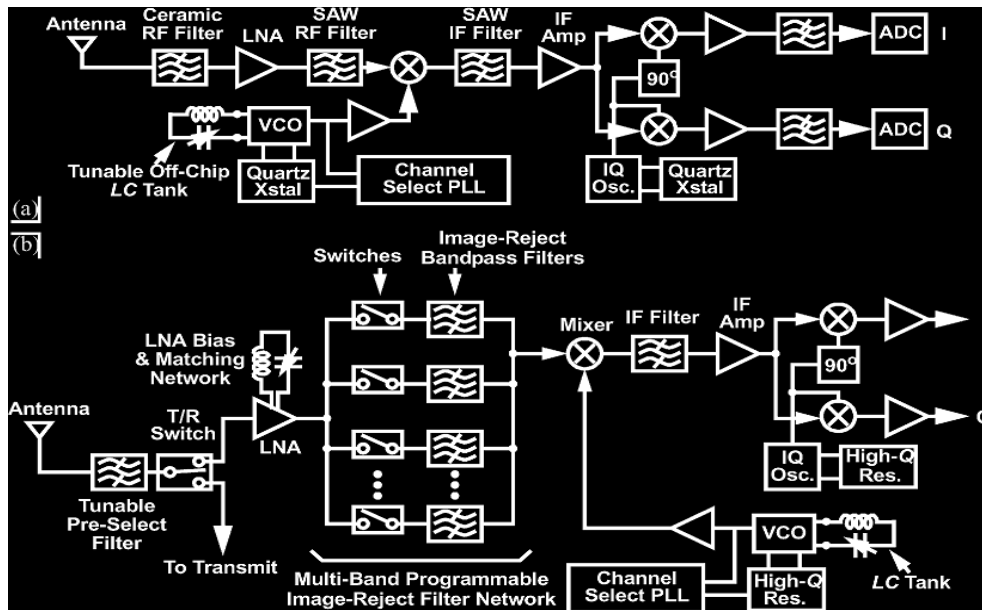
Man kan se av figuren (5.1a) at de fleste av dagens "enkler" systemer tar bruken av Quartz-krystall resonatorer for generering av frekvens (VCO, Oscillator), og av *Surface Wave* resonatorer (SAW) for filtrering av frekvenser. Disse komponentene opererer med Q-verdier i området 10^3 - 10^6 , og har evnen til å operere i høyere frekvensområder uten signifikante Q-degraderinger. Dette er en egenskap som stiller disse komponentene langt fram i rekken foran konvensjonelle filtre som tar bruken av transistor-teknologi [2].

Det som trekker ned på Quartz-krystall og SAW-resonatorer, er at de er "off-chip" komponenter som må tilsluttes transistorelektronikk på kretskort-nivå. Komponentene er også veldig store i størrelser (ref. figur 5.2), og også dyre å produsere. Dette fremlegger en signifikant flaskehals mot den stadige voksende minimaliseringen av trådløse enheter i vårt samfunn, og sender da et kall for "on-chip"-alternative løsninger.

Hensikten med STADIFAPP har - som nevnt tidligere i skriptet - vært å utvide båndbredden som man kan oppnå med en ordinær diskresonator, for bruk i systemer som krever implementasjon av filtre som har større passbånd, og åpner for potensialet til å kunne minke antall filtre, og avvike de seriekoblede svitsjene som benyttes i en multibånd-arkitektur tilsvarende den illustrert i figur 5.1b.

¹Filtre bestående av transistorer og IC-kretser.

²Filtre bestående av kapasitanser og induktanser.



Figur 5.1: Utvikling av trådløse transceiver-arkitekturer.

(a) Dagens utbredte oppsett ved bruk av Quartz-krystall resonator. (b) Neste generasjons oppsett med et krav om høyere antall filtre (i en multibånd-arkitektur). De serie-koblede bryterne kan sløyfes, dersom man erstatter filtrene med en STADIFAPP (diskresonator), siden disse resonatorene er AV/PÅ svitsjbare ved bruk av deres bias spenning. Illustrasjon hentet fra [9]

Siden diskresonatorer har Q-verdier som ofte overgår 10000, og har potensialet til nå resonansfrekvenser opp til 1GHz (og utover), har nå disse komponentene fremstått som naturlige "on-chip"-alternativer til Quartz- og SAW-resonatorer, benyttet i trådløse systemer for frekvens-generering og filtrering.

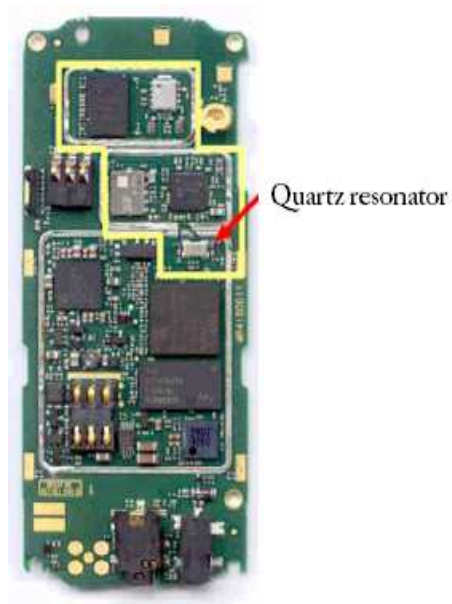
Det er drøftet noen måter for hvordan diskresonatorer kan brukes i slike systemer [13];

- * Som erstatning av "off-chip" høy-Q passive elementer.
- * Ved å benytte en RF-(multikanal)arkitektur, bestående av et stort antall slike resonatorer i filterbanker og svitsjbare nettverk
- * Ved å benytte en ren mekanisk RF *front-end* arkitektur.

En STADIFAPP-enhet kan - som en ordinær diskresonator - benyttes:

- * som en **svitsj** (pre-select)
- * som en del av et **VCO- / oscillator**-nettverk
- * som et (**mixer**)-**filter** (RF og IF)
- * i en **filterbank** (svitsjbart filter)

Som følge av den større båndbredden (i forhold til en ordinær diskresonator) som en STADIFAPP har, er vel den mest egnede bruken av en slik kom-



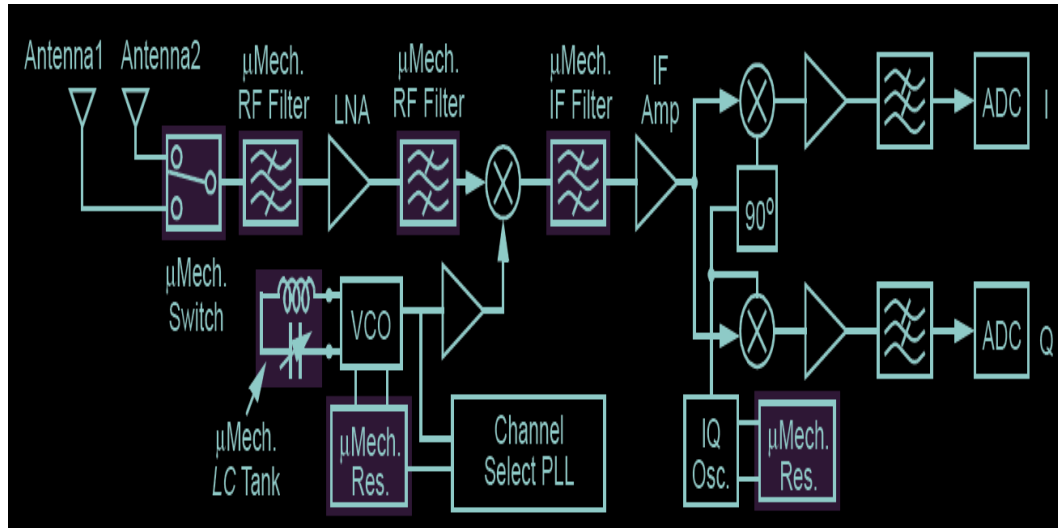
Figur 5.2: Quartz-krystall resonator i trådløse enheter. Denne resonatoren er ganske bred i størrelse, og kostbar.

ponent, som et mikromekanisk filter, eller i en filterbank med flere andre STADIFAPP-enheter og/eller ordinære MEMS (disk)resonatorer.

Man kan altså være tjent med å benytte seg av STADIFAPP-enheter der det trengs, i et RF-system, og gjerne kombinere en slik komponent med en ordinær diskresonator i et filterbank.

5.1 Erstatning av "off-chip" elementer

Den kanskje mest direkte måten å implementere MEMS-baserte resonatorer, er å erstatte disse inn fremfor de keramiske, SAW- og Quartz-krystall-"off-chip"-komponentene (ref. fig. (5.1a)) som er brukt som RF *pre-select* og *image-reject*, IF-kanalvelger filtre og som oscillator-referanser (illustrert i figur 5.3).



Figur 5.3: System blokkdiagram av en arkitektur på mottakerdelen som viser potensielle erstatninger ved bruk av MEMS-(disk)resonatorer. Illustrasjonen er hentet fra [13]

Legg merke til at det også er implementert MEMS-baserte passive komponenter, som **induktanser** og **tunbare kapasitanser** [1].

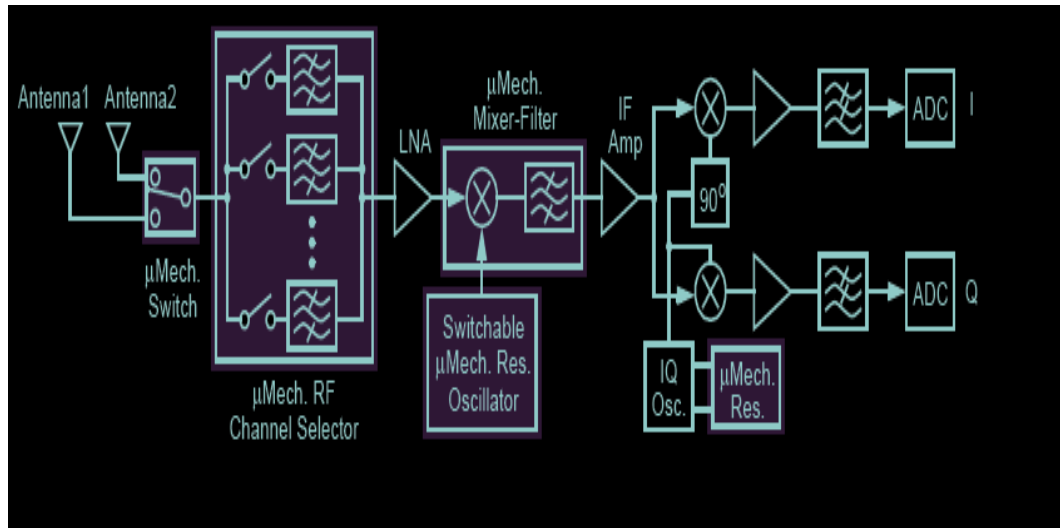
Den klareste fordelene med en slik implementasjon, er at størrelsen til systemet har potensialet til å minke, og tatt i betraktning for at MEMS-enheter kan integreres med CMOS- kretser, har man også en gylden mulighet til å inkludere flere komponenter under mikromaskinering.

En slik implementasjon resulterer også i lavere innsskuddstap (*IL*, eng. *Insertion Loss*), som følge av høyere *Q*-verdier.

Man har også muligheten til å matche termineringsimpedanser (karakteristiske), slik det kreves av RF- og IF-filtre.

5.2 RF-kanal-velger-arkitektur

Sidenfordelene med MEMS-baserte komponenter oppveier den litt bedre ytelsen til diskrete "off-chip"-komponenter (tilsluttet IC-komponenter), har man som følge av MEMS' mikro-størrelser en mulighet til å maksimere ytelsen, ved å benytte et stort antall av disse komponentene i samme chip.

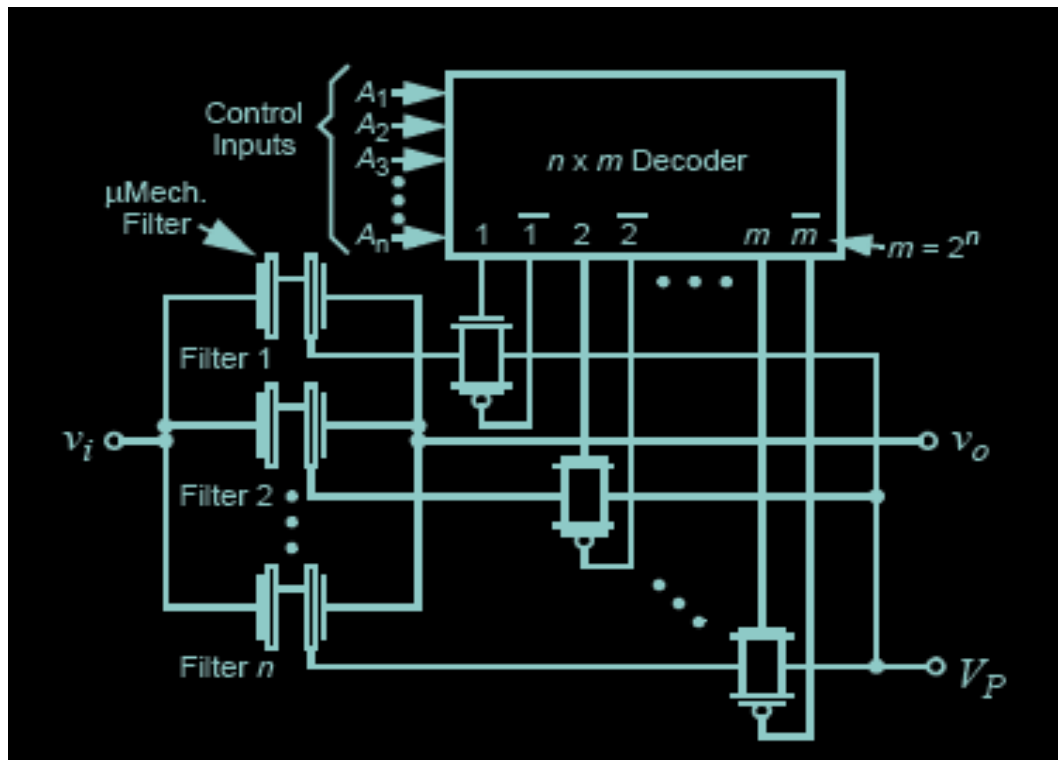


Figur 5.4: System blokkdiagram av en RF-kanalvelger-arkitektur på mottakerdelen som viser potensielle erstatninger ved bruk av en rekke antall MEMS-(disk)resonatorer i en filterbank. Illustrasjonen er hentet fra [13]

Figur 5.4 illustrerer en mulig anvendelse av MEMS-enheter i en *front-end*-arkitektur på mottakerdelen. Man tar i bruk av svitsjbare RF-kanalvelger filterbanker (illustrert i fig. 5.5) som kan være bestående av STADIFAPP-enheter (MEMS-diskresonatorer), samt en rekke andre forskjellige typer MEMS-fremstilte resonatorer.

Ved bruk av dagens teknologi, har RF-kanalvalg blitt vanskelig å realisere da dette krever at det blir implementert tunbare resonatorer med høye Q -verdier. Dessverre, er det en vanskelig og kostbar oppgave å realisere en tunbar *høy- Q* resonator, som ikke opplever Q -degradering ved tuning; noe som gjør RF-kanalvalg ved bruk av kun én RF- filter veldig vanskelig å realisere.

Man kan derimot velge individuelle RF-kanaler som tar i bruk ett ikke-tunbart *høy- Q* filter i hver kanal via en filterbank, som da er svistjbar ved hjelp av en biasspenning (og en dekode), dersom man tar STADIFAPP-enheter (diskresonatorer), eller andre MEMS-fremstilte resonatorer, i bruk.



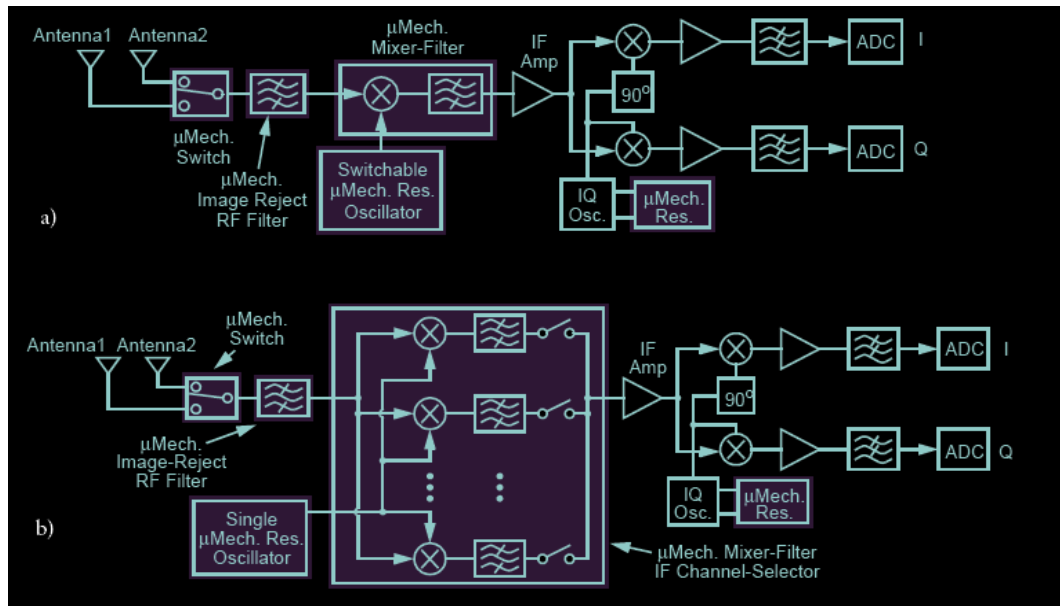
Figur 5.5: System blokkdiagram av en RF-kanalvelger MEMS-filterbank. Illustrasjonen er hentet fra [13]

Figur 5.5 er en enkel illustrasjon av RF-filterbanken som kan benyttes i en slik arkitektur. Slik figuren illustrerer, er alle filterinngangene kolplet til et felles punkt ved inngangen, og alle filterutgangene er koplet til et felles punkt ved utgangen.

Effekten av biasspenningen, V_P , har vært drøftet i dette skriptet. Denne spenningen og dens størrelse aktiveres av dekodeeren, via kontrollinngangene $A_1 - A_n$, for så å aktivere inn det filteret som trengs i den valgte kanalen.

5.3 Ren mekanisk RF-arkitektur

Figur 5.6 illustrerer en diagram av en foreslått ren RF-MEMS *front-end* arkitektur på mottakerdelen.



Figur 5.6: System blokkdiagram av;

a) en ren RF-MEMS *front-end* arkitektur ved bruk av en svitsjbar MEMS oscillatorbank

b) en ren MEMS RF *front-end* arkitektur ved bruk av et RF *image-reject* filter, en lokal oscillator ved bruk av en MEMS-resonator, og en svitsjbar MEMS *IF* (mellomfrekvens) mixer-filterbank. Illustrasjonen er hentet fra [13]

De eneste aktive (elektroniske) elementene som opererer her, er kun de som er tilsluttet den lokale oscillatoren.

Systemet har store effekt-fordeler, ved at effektforbruket i LNA (Low Noise Amplifier) og mikser kan bli eliminert.

Ved implementasjon av denne strukturen i en trådløs enhet som f.eks en mobiltelefon, kan "stand-by"-tiden bli økt betraktelig.

VIDERE ARBEID

Som følge av tidsrestriksjoner, er det enkelte områder på STADIFAPP-enheten som hadde vært nyttig å utforske nærmere.

6.1 Koplingstyrken

Effekten av koblingsstyrken ble simulert i COMSOL 3.4, men det var for lite tid tilgjengelig til å kunne komme med et endelig svar på hvordan denne koblingsstyrken kan modelleres rent matematisk (i en elektrisk eller mekanisk ekvivalentmodell) som en slags parameter.

Dette vanskeliggjorde muligheten til å kunne analysere hvorvidt den elektriske ekvivalentmodellen foreslått i figur 3.7 stemte overens med virkeligheten.

6.2 Q-faktor

Det kunne vært nyttig å finne ut av en lur måte å finne den estimerte Q-faktoren til STADIFAPP-systemet under FEM-analyse. Jeg fikk noen resultater som virket veldig tvilsomme for meg, men jeg hadde for lite tid tilgjengelig til å finne ut av det.

6.3 Temperatur og luft

Det kunne vært nyttig å foreta en analyse av effekter av luftdemping og temperaturpåkjenning. Nå har riktignok en slik enhet mulighet til å vakuumpakkes, men det kunne kanskje vært interessant å sett på effekter av denne.

6.4 Måling

Det villig vært nyttig å foreta målinger på designene som ble produsert av SINTEF, for så å sammenlikne måleresultatene mot de estimerte simulerte resultatene, og kanskje også foreta en termisk analyse av enheten.

I det tidspunktet da dette prosjektet avsluttes, er produksjonen av STADIFAPP-enhetene ikke fullbyrdet.

6.5 PolyDiamant

Det villig kanskje vært interessant å utforske balansen mellom fordelene (ytelse) kontra ulempene (kostnad), ved å benytte diskskiver av polydiamant på silisium-stammen istedenfor. Det har blitt demonstrert at polydiamant har høyere E/ρ -forhold enn silisium [8] og oppnår da vesentlig høyere Q-verdier, men oppveier utbyttet i ytelse, produsjonskostnadene?

KONKLUSJON

I denne oppgaven har vi sett at MEMS-systemer begynner å legge inn bud som et alternativ til mange komponenter som anvendes i RF-systemer.

Vi har sett at STADIFAPP-enheten stiller som en god kandidat til å kunne erstatte de mer konvensjonelle filterkretsene som anvendes i RF-systemer idag, men det faktum at lineariteten og muligheten til å håndtere effekt minker når dimensjonene krymper, er en hard nøtt for MEMS-forskere.

En rekke MEMS-komponenter markedsføres av en rekke bedrifter som **TeraVista**. Denne bedriften er relativ ny på markedet, men den, ved begynnelsen av denne oppgaven, lanserte en 26.5-GHz MEMS svitsj for anvendelse i radarer, og andre kommunikasjonssystemer ¹.

VTI Technologies² markedsfører MEMS-fremstilte oscillatorer, akselerometre og trykksensorer. Andre MEMS-oscillator-fremstilte produsenter der ute er bl.a. **Discera** og **SiTimes**.

Et spørsmål man kan stille seg er vel om når MEMS vil implementeres i RF-systemer.

Svaret på det spørsmålet er egentlig klarere enn det *det* virker som; MEMS er nemlig allerede her.

FBAR-filtre³ som ansees som MEMS-komponenter anvendes allerede i enkelte mobiltelefoner.

Før igangsettelsen av arbeidet med denne oppgaven, hadde jeg inntrykket av at MEMS var et spennende felt med korte utstrekninger. Nå har jeg inntrykket av at MEMS er et spennende felt med veldig store utstrekninger. Dette er på bakgrunn av den potensielle multianvendelsen til MEMS-komponenter som f.eks. diskresonatorer.

Denne oppgaven viste seg å være utfordrende på mange måter, men ble en ganske lærerik opplevelse. Det skal bli interessant å følge med på den -kanskje ikke fullbyrdede enda, men raske- utviklingen innenfor dette feltet.

¹<http://www.mwrf.com/Articles/Index.cfm?Ad=1&ArticleID=15392>

²<http://www.vti.fi/en/products-solutions/>

³<http://www.mwrf.com/Articles/ArticleID/7473/7473.html>

Vedlegg

A-1 Besselfunksjon

En Besselfunksjon, $J_\alpha(x)$, først definert av matematikeren, Daniel Bernoulli, ble generalisert av Friedrich Bessel. Dette er matematiske løsninger til følgende Bessel' differensiallikninger;

$$x^2 \frac{d^2 y}{dx^2} + x \frac{dy}{dx} + (x^2 - \alpha^2)y = 0, \quad (\text{A-1.1})$$

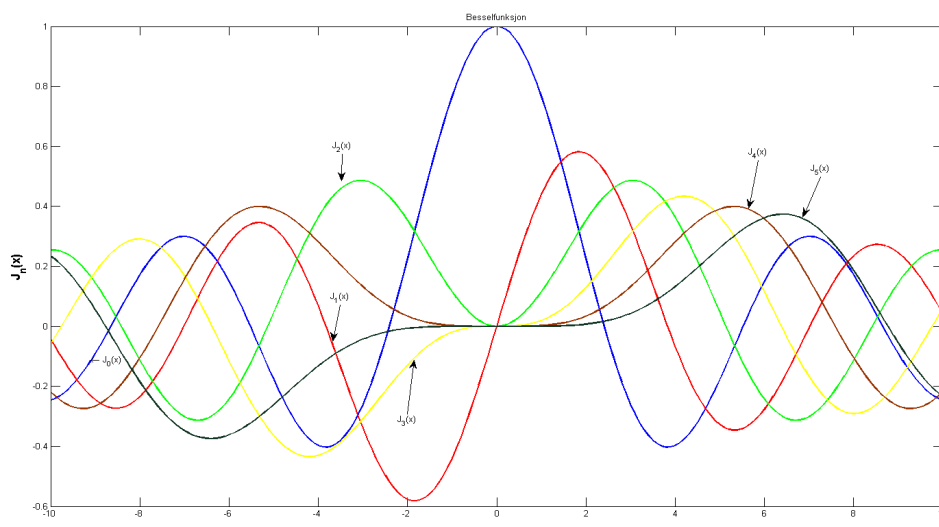
hvor α angir ordenen til Besselfunksjonen. Det viktigste og vanligste tilfellet, er når α er et heltall. Til tross for at α og $-\alpha$ gir den samme differensiallikning, har det blitt vanlig å definere forskjellige Besselfunksjoner for disse.

Besselfunksjoner blir også kalt sylindrefunksjoner, eller sylindriske harmoniske, fordi de blir funnet ved bruk av Laplace' likninger i sylindriske koordinater.

Bessel' likninger forekommer når man finner separate løsninger for Laplace' og Helmholtz' likning, i sylindriske og kulekoordinater. Dette er av den grunn spesielt viktig i situasjoner hvor man forsøker å håndtere problemstillinger i forbindelse med bølgeforplantning, temperaturpåkjenning i et sylindrisk objekt, vibrasjonsmoder i en sirkulær membran, o.l.

Besselfunksjonen har også nyttige egenskaper for anvendelse i signalprosessering (Bessel filter).

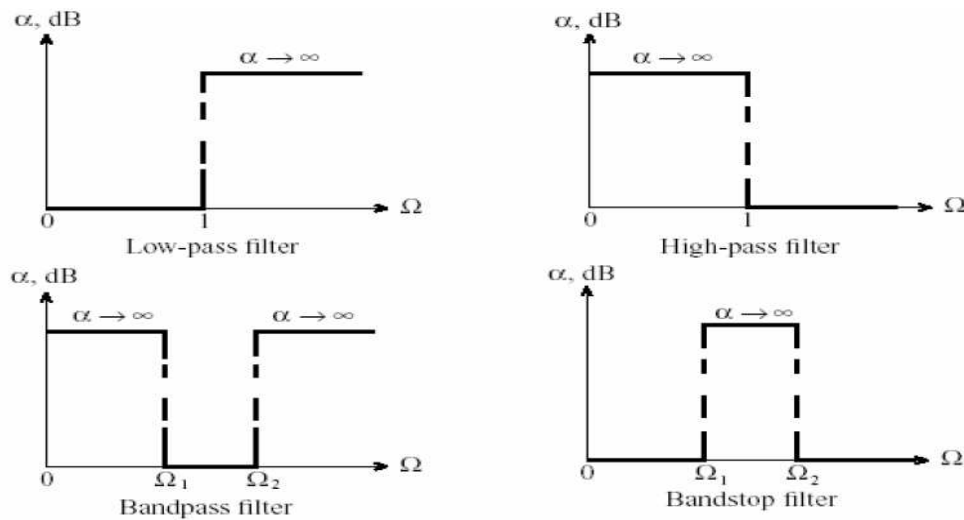
Siden Besselfunksjonen utledes fra en 2.ordens differensiallikning, så må det finnes to uavhengige lineære løsninger. Omstendighetene tatt i betraktning, er det en rekke forskjellige formuleringer å forholde seg til. Det er mest vanlig å anvende besselfunksjoner for $\alpha = 0, 1, 2$.



Figur 7.1: Illustrasjon av besselfunksjon, $J_n(x)$, med variende orden, α (fra 0 til 5), og x (fra -10 til 10).

A-2 Filter

Filtre er viktige elementer, benyttet for enten å ekskludere, eller velge frem et visst frekvensområde.



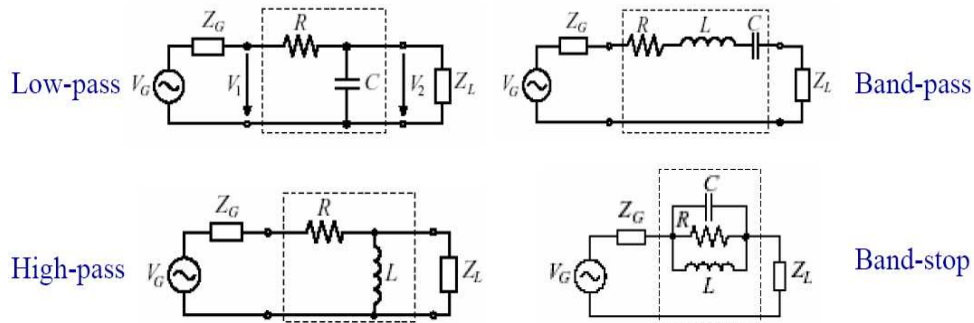
Figur 7.2: Filtre: Illustrasjon av hovedtyper.

Man kan dele inn filtrene i fire hovedtyper (illustrert i fig. 7.2);

- * **Lavpass filter** - Slipper gjennom lave frekvenser, og demper så høye frekvenser;
- * **Høypass filter** - Slipper gjennom høye frekvenser, og demper lave frekvenser;
- * **Båndpass filter** - Slipper gjennom en selektiv båndbredde.
- * **Båndstopp filter** - Demper en selektiv båndbredde, men slipper gjennom lavere, og høyere frekvenser.

Figur 7.2 illustrerer den ideelle karakteristikken til disse filtrene ved normaliserte frekvenser, Ω . Her er α , dempingsfaktoren, og den normaliserte frekvensen, Ω er gitt ved $\Omega = \omega / \omega_c$.

Figur 7.3 illustrerer realiseringen av et første ordens passivt filter for de respektive hovedtypene.



Figur 7.3: Filtre: Realisering av første-ordens filter.

STADIFAPP-enheten produsert i denne oppgaven, har liknende karakteristikk som et 2.ordens filter.

Mer detaljer om filtre finnes her [5].

A-3 Pakking og integrering

Formålet med pakking er for å sikre komponentene fra uforutsigbare omgivelser. Dette sørger også for at man sikrer en pålitelig og sikker interaksjon mellom komponentene i designet.

Pakking skal holde selve designet innesluttet, men skal kunne tillate at signalkoplinger som kommer fra designet, er tilgjengelige for den fysiske omverdenen. Man har også mulighet til å benytte seg av pakkematerialet til å avlede varmen som komponenten(e) produserer.

Metodene som benyttes under pakking av MEMS-enheter har blitt adoptert fra IC-industrien, men det fins ingen standardiserte metoder for denne prosessen per dags dato. Det er da opp til produsentene av komponentene å designe frem egnede metoder.

MEMS-pakking er mer komplisert enn IC-pakking, delvis på grunn av mangelen på pakkestandarder, men også fordi hver MEMS-komponent er unik i sitt krav, og pakkingen må derfor ofte tilpasses komponenten, og dens tiltenkte anvendelse. En annen utfordring, er at MEMS-komponenter er ganske skjøre (som følge av den minimale størrelsen), slik de må skjermes tilstrekkelig mot støt.

På bakgrunn av alt dette, må design og pakking av MEMS-komponentene sees på parallelt med hverandre.

Man imøtekommer en rekke utfordringer, som bør overkommes, når MEMS-komponenten skal pakkes.

En annen utfordring er selve kostnaden av pakkeprosessen. Det er anslått at denne kostnaden ligger på 75 - 95% av den totale produksjonskostnaden. Disse høye kostnadene skyldes nok delvis arbeidet med å sørge for at ytelsen og påliteligheten til komponenten ikke svekkes. Til det, utføres en prosess som kan innbefatte en analyse av **termiske forhold, kontroll av mekanisk stress, oppdeling av wafer, og kalibrering** [20].

Mikromekaniske komponenter bør vakuumpakkes, for å sørge for at den pakkede strukturen opprettholder en høy Q-verdi.

Det finnes ulike pakker;

- * Keramiske pakker
- * Metall pakker
- * Plastikk pakker

Keramiske pakker er mest vanlige i forbindelse med IC-komponenter. En stor fordel med keramikk, er den gode elektriske isoleringen. I tillegg så er denne også godt termisk ledende. Keramikk er også lett å bearbeide, og har en høy grad av pålitelighet.

Metall har en utmerket termisk ledningsevne, og har god elektromagnetisk skjerming. Metall pakker tilbyr også en god skjerming for den pakkede komponenten.

Plastikk pakker, av den vanlige type (epoxy), har lavere kostnader enn keramiske og metall pakker. Det lar seg ikke gjøre å få til en hermetisk kapsling (tett forsegling) med denne, men påliteligheten til denne type pakking er økende. Det er også en stor fare for at det oppstår stor termisk stress mellom plast, ramme og brikke, som kan føre til skade.

Mer detaljer om pakking finnes her [20].

A-4 Materialegenskaper og størrelser

Materialeegenskapene varierer fra produsent til produsent, siden de benytter seg av forskjellige oppskrifter. Materialene som ble anvendt under modelleringen av designene i denne oppgaven, blir å finne som standverdier på COMSOL 3.4.

Følgende materialer ble brukt under design;

- * Polysilisium
- * Silisium-krystall
- * Silisiumnitrid, Si_3N_4
- * Isolasjon, oksid
- * Aluminium

Tabell 7.1 viser en oversikt over materialeegenskapene til noen av materialene som ble benyttet under simulering.

Material	Tetthet	Youngs modul	Poisson' ratio	Term. koeff.
PolySI	$2320[kg/m^3]$	$160e9[Pa]$	0.226	$2.6e-6[1/K]$
Silisium(c)	$2330[kg/m^3]$	$170e9[Pa]$	0.28	$2.6e-6[1/K]$
Aluminium*	$2700[kg/m^3]$	$70e9[Pa]$	0.34	$23.1e-6[1/K]$
Kobber*	$8960[kg/m^3]$	$120e9[Pa]$	0.28	$16.5e-6[1/K]$

Tabell 7.1: Materialeegenskaper til materialene i designet.

* Ikke benyttet under simulering.

Tabell 7.2 viser en oversikt over de forskjellige geometriene av enhetene.

Diskradius, R_{disk}	Stammeradius, R_{stem}	Disktykkelse, t
$10\mu m$	$0.75\mu m$	$1.5\mu m^{**}$
$10\mu m$	$1.0\mu m$	$1.5\mu m^{**}$
$10\mu m$	$1.5\mu m$	$1.5\mu m^{**}$
$10\mu m$	$2.0\mu m$	$1.5\mu m^{**}$
$10\mu m$	$2.5\mu m$	$1.5\mu m^{**}$
$10\mu m$	$3\mu m$	$1.5\mu m^{**}$
$20\mu m$	$0.75\mu m$	$1.5\mu m^{**}$
$20\mu m$	$1.0\mu m$	$1.5\mu m^{**}$
$20\mu m$	$1.5\mu m$	$1.5\mu m^{**}$
$20\mu m$	$2.0\mu m$	$1.5\mu m^{**}$
$20\mu m$	$2.5\mu m$	$1.5\mu m^{**}$
$20\mu m$	$3\mu m$	$1.5\mu m^{**}$

Tabell 7.2: Oversikt over geometriene til designene i dette prosjektet.

** Antatte verdier

Referanser

- [1] L. P.B. Katehi C. T.-C. Nguyen and G. M. Rebeiz. "Micromachined devices for wireless communications (invited)". *Proc. IEEE*, Vol. 86, no. 8:1756–1768, Aug. 1998.
- [2] C. K. Campbell. "Surface Acoustic Wave Devices for Mobile Wireless Communications". *New York: Academic*, 1998.
- [3] Sanjay Govindjee David S. Bindell. "Elastic PMLs for resonator anchor loss simulation". *Int. J. Numer. Meth. Engng*, Vol. 64:789–818, 2005.
- [4] J. R. Clark F. D. Bannon, III and C. T.-C. Nguyen. "High-Q HF micromechanical filters". *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35:512–526, Apr. 2000.
- [5] Tor A Fjeldly. "INF5480: RF kretser, teori og design". *Kap. 5*.
- [6] R. Gregorian and G. C. Temes. "Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing". *New York: Wiley*, 1986.
- [7] R. A. Wickstrom H.C Nathanson, W. E. Newell and J. R. Davis. "The resonant gate transistor". *IEEE Trans. Electron. Devices*, Vol. ED-14:117–113, 1967.
- [8] Tatyana Feygelson Jing Wang, Jarnes E. Butler and Clark T.-C. Nguyen. "1.51-GHz NANOCRYSTALLINE DIAMOND MICROMECHANICAL DISK RESONATOR WITH MATERIAL-MISMATCHED ISOLATING SUPPORT)". 2004.
- [9] Zeying Ren Jing Wang and C. T.-C. Nguyen. "1.156-GHz Self-Aligned Vibrating Micromechanical Disk Resonator". *IEEE TRANSACTIONS ON ULTRASONICS, FERROELECTRICS, AND FREQUENCY CONTROL*, vol. 51, NO.12:1607–1628, DEC. 2004.
- [10] R. A. Johnson. "Micromechanical Filters in Electronics". *New York: Wiley*, 1983.
- [11] J. F. McDonald K. M. Lakin, J. Belsick and K. T. McCarron. "High performance stacked crystal filters for GPS and wide bandwidth applications". *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, vol. 1:833–838, Oct. 7–10 2001.
- [12] C. T.-C. Nguyen. "Micromechanical Signal Processors". *Ph.D dissertation, Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California at Berkeley*, DEC. 1994.
- [13] Clark T.-C. Nguyen. ""Transceiver front-end architectures using vibrating micromechanical signal processors". *Dig. of Papers, Topical Mtg. on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, page 23–32, Sep. 12–14 2001.

- [14] M. Onoe. "Contour vibrations of isotropic circular plates". *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 28:1158–1162, Nov. 1956.
- [15] S. Kang J.T.M. van Beek J. Bontemps P.G. Steeneken, J.J.M. Ruigrok and J.J. Koning. "Parameter Extraction and Support-Loss in MEMS Resonators". *NXP Semiconductors, Research, Eindhoven, The Netherlands*.
- [16] W. L. Smith R. A. Sykes and W. J. Spencer. "Monolithic crystal filters". *IEEE Int. Conv. Rec. Pt. II*, page 78–93, Mar. 20–23 1967.
- [17] R. C. Rennick. "An equivalent circuit approach to the design and analysis of monolithic crystal filters". *IEEE Trans. Sonics Ultrason*, vol. SU-20:347–354, Oct. 1973.
- [18] Oddvar Søråsen. "INF 5490 RF MEMS". *F14: Trådløse systemer med RF MEMS*, VÅR 2007.
- [19] Oddvar Søråsen. "INF 5490 RF MEMS". *F9: RF MEMS resonatorer III*, VÅR 2007.
- [20] Oddvar Søråsen. "INF 5490 RF MEMS". *F13: Integrasjon og pakking*, VÅR 2007.
- [21] G. Stix. "Trends in micromechanics: micron machinations". *Scientific American*, pages 72–80, Nov. 1992.